



**José Pedro da
Rocha Magalhães**

Desenvolvimento de um Front-end para Cognitive Radio

”As complexity increases, architecture becomes more critical because of it’s power to either simplify and facilitate system development (a powerful architecture) or to complicate development and impede progress (a weak architecture).”

— Joseph Mitola



**José Pedro da
Rocha Magalhães**

Desenvolvimento de um Front-end para Cognitive Radio

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica de José Neto Vieira e Nuno Borges Carvalho, professores do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

O Júri / The Jury

Presidente / President

Paulo Monteiro

Professor Associado da Universidade de Aveiro (por delegação da Reitora da Universidade de Aveiro)

Vogais / Examiners Committee

José Neto Vieira

Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro (Orientador)

Nuno Borges de Carvalho

Professor Associado da Universidade de Aveiro (Co-orientador)

Rafael Caldeirinha

Professor Auxiliar do Politécnico de Leiria

Agradecimentos / Acknowledgements

Agradeço aos meus orientadores José Neto Vieira e Nuno Borges Carvalho pelas oportunidades de investigação que me confiaram ao longo deste ano. Sem essas oportunidades não me teria esforçado da mesma forma. Um abraço de apreciação a Roberto Gómez-García pela ajuda introdutória nos multiplexers planares e nos processos de simulação. Agradeço a Paulo Gonçalves pelas explicações no desenho dos circuitos em PCB. Finalmente agradeço à minha família pelo carinho, confiança e paciência.

Um grande abraço a todos,
José Pedro da Rocha Magalhães.

Nota do Autor

Este documento foi escrito ao abrigo do anterior acordo ortográfico.

A par do documento dissertativo seguem anexos de apoio ao leitor sobre alguns dos temas discutidos.

Esta proposta de mestrado enquadra-se no projecto TACCS.

Resumo

Nesta tese de mestrado é apresentada uma proposta para novos *Front-Ends* em *Software Defined Radio* (SDR) baseado na teoria dos Bancos de Filtros Híbridos (HFB) e que permite aumentar a largura de banda de operação do rádio sem perdas em resolução e gama dinâmica. Para prova de conceito, são apresentados dois *Front-Ends* que dividem o sinal de entrada (da antena) em 8 ou 64 bandas contíguas em frequência. Ambos os casos permitem a operação para uma largura de banda de 400MHz e com resolução de 16 bits. A divisão do sinal de entrada em múltiplas bandas contíguas em frequência é o ponto fundamental no desenvolvimento deste receptor. Nos artigos de investigação de HFBs nunca foi abordada a forma como na prática o sinal de entrada é dividido. Nesta tese, é sugerido o multiplexer como o elemento que realiza essa divisão. Infelizmente, também o estado da arte dos multiplexers é muito limitado, estando o estudo dessa tecnologia restringido a realizações com Guias de Onda ou Filtros de Cavidades, configurações que pecam pelas excessivas dimensões e peso. Assim, o objectivo fundamental desta tese passa pela criação de novos multiplexers de reduzidas dimensões, grande número de canais, simplicidade de sintonização e facilidade de replicação. São propostas versões em tecnologia planar e discreta que permitem a divisão do sinal de entrada em 4, 8 ou 16 bandas contíguas em frequência.

Para cada multiplexer criado é depois analisado o seu enquadramento num Banco de Filtros Híbridos, isto é, são analisados os custos de distorção e *aliasing* associados à divisão e posterior reconstrução do sinal no domínio digital. Para esse efeito é usado um método que permite o cálculo dos filtros digitais de síntese a partir dos multiplexers analógicos desenhados, minimizando assim os erros na reconstrução do sinal. Para os casos dos multiplexers de 8 canais criados, os resultados em distorção e *aliasing* obtidos rondam valores médios entre -80dB e -100dB o que valida a proposta de *Front-End* de SDR com 8 canais.

Para terminar, é sugerido uma nova estratégia para a gestão de espectro em *Cognitive Radio* que melhor se coaduna com a arquitectura do *Front-End* proposto e que permitirá uma melhor gestão do consumo de potência em dispositivos móveis que funcionem a bateria - caso crítico no *Software Radio* e *Cognitive Radio*.

Em suma, os objectivos desta tese são a criação de novos multiplexers que facilitem o projecto de *Front-Ends* baseados na teoria dos Bancos de Filtros Híbridos, e que permitam um aumento da resolução e gama dinâmica do *Software Radio* relativamente aos padrões actuais da tecnologia.

Abstract

In this master dissertation, a new Front-End for Software-Defined Radio (SDR) based on the Hybrid Filter Bank theory is proposed. This new Front-End has the ability to increase the radio operational bandwidth without losing in resolution or dynamic range. For proof of concept, two Radio Front-Ends are proposed, splitting the incoming signal in 8 or 64 channels that are frequency contiguous. In both cases, a total bandwidth of 400 MHz and a resolution of 16 bits is achieved.

The input signal splitting is the fundamental point of the radio's development. In scientific publications on Hybrid Filter Banks it has never been revealed how in practice the signal is split in contiguous bands. In this master dissertation it is suggested the use of frequency multiplexers to achieve that goal. Unfortunately, there is not much scientific research on frequency multiplexers, as those studies are mostly based on Cavity Filters and Wave Guides whose dimensions are not proper for mobility purposes. Therefore, the main goal of this dissertation is to develop Frequency Multiplexers with reduced dimensions, a large number of channels, easy to tune and easy to replicate. It is proposed new multiplexers in planar and discrete technology with 4, 8 or 16 channels that are contiguous in frequency.

For each developed multiplexer, the behaviour on a Hybrid Filter Bank system is tested. By analysing the distortion and aliasing results attached to the analogic deconstruction and digital reconstruction of the signal, one can conclude if the system is suitable for a radio application or not. To obtain better results, it is used a Hybrid Filter Bank method that automatically designs the synthesis (digital) filters by knowing only the analogic filters response. Using this method we can reduce the aliasing and distortion costs of the Hybrid Filter Bank. For the 8 channel Multiplexers, the aliasing and distortion measured was placed between -80dB and -100dB which validates the usage of those systems in a actual Software Defined Radio designs.

Finally, a new strategy for spectrum management in Cognitive Radio that allows to reduce the power consumption of mobile devices is proposed.

In short words, the main goal of this dissertation is to develop new multiplexers that will ease the design of new Software Radio Front-End based on the Hybrid Filter Bank theory.

Acrónimos

- HFB - Hybrid Filter Bank;
- CR - Cognitive Radio;
- SWR - Software Radio;
- SDR - Software Defined Radio;
- ADC - Analog-to-Digital Converter;
- DAC - Digital-to-Analog Converter;
- OL - Oscilador Local;
- PA - Power Amplifier;
- LNA - Low Noise Amplifier;

Notações

- $f_1 \equiv$ Frequência central do 1º canal em frequência;
- $f_N \equiv$ Frequência central do último canal em frequência;
- $\Delta f \equiv$ Largura de banda do canal;
- $Z_{in}@f_n \equiv$ Impedância de entrada à frequência central do canal n ;
- $f_c \equiv$ frequência central média a todos os canais;
- $|S_{11}| \equiv$ coeficiente de reflexão visto na porta de entrada - Também conhecido como *Return Loss*;
- $|S_{1k}| \equiv$ coeficiente de transmissão entre a porta de entrada e a porta k ;

Organização do Documento

O documento dissertativo encontra-se organizado em sete partes.

- Parte I** Introdução sobre as temáticas de *Software Radio* e *Cognitive Radio*. Apresentação da proposta de *Front-End* para o receptor *Software Defined Radio* baseado na teoria dos Bancos de Filtros Híbridos.
- Parte II** Explicação sobre a teoria dos Bancos de Filtros Híbridos que sustenta o *Front-End* proposto.
- Parte III** O banco de análise do sistema: desenho dos multiplexers de alta frequência e de frequência intermédia para aplicação no *Front-End* proposto.
- Parte IV** O banco de síntese do sistema: cálculo dos filtros de digitais de síntese complementares aos multiplexers desenhados para aplicação no *Front-End* proposto e análise das figuras de mérito associadas ao Banco de Filtros Híbrido criado.
- Parte V** Propostas adicionais, relativas ao *Front-End* proposto ou derivantes desse sistema.
- Parte VI** Conclusões.

Em **Anexos** seguem alguns conceitos teóricos de apoio ao leitor. Ao longo do documento, oportunamente serão feitas referências em rodapé para esses anexos.

Conteúdo

I	Introdução	1
1	O Rádio - Estado da Arte	1
1.1	O Rádio de Hoje e o Rádio do Futuro	1
1.2	O <i>Software Radio</i>	2
1.3	O <i>Cognitive Radio</i>	5
1.4	Investimento Militar	7
1.5	ADCs e DACs	8
2	A Proposta de <i>Front-End</i> SDR	13
II	Os Bancos de Filtros	19
3	A Teoria dos Bancos de Filtros Híbridos	19
3.1	Bancos de Filtros - Estado da Arte	19
3.2	Apresentação do Método de Desenho de Bancos de Filtros Híbridos Usado	23
3.2.1	O Caso do <i>Front-End</i> Sugerido Com $M=4$	27
III	Desenho do Banco de Análise	31
4	Estado da Arte dos Multiplexers	31
5	Multiplexer de Alta Frequência	35
5.1	Desenho dos Filtros de Alta frequência	35
5.2	Ring-Manifold Multiplexer	38
5.2.1	Introdução	38
5.2.2	Simulação do Ring-Manifold Multiplexer	40
5.2.3	Alteração da Estrutura do Ring-Manifold Multiplexer Convencional	42
5.2.4	Optimização por Deslocamento Construtivo de Interferências	43
5.2.5	Transladação Para Canais de Alta Frequência	48
5.2.6	Circulator Coupled Ring-Manifold Multiplexer	48
5.2.7	Ring-Manifold Multiplexer de 8 Canais	50
5.2.8	Simulação do Ring-Manifold Multiplexer em <i>Microstrip</i>	52
5.2.9	Medições do Ring-Manifold Multiplexer em <i>Microstrip</i>	54
5.3	Star Junction Multiplexer	57

5.3.1	Introdução	57
5.3.2	Simulação do Star Junction Multiplexer	61
5.3.3	Double Star Junction Multiplexer	64
5.3.4	Simulação da Resposta do Double Star Junction Multiplexer em <i>Microstrip</i>	67
5.3.5	Medições do Double Star Junction Multiplexer em <i>Microstrip</i>	69
6	Multiplexer de Frequência Intermédia	73
6.1	Cóclea Multiplexer	73
6.1.1	Introdução	73
6.1.2	O Modelo Electrónico da Cóclea	75
6.1.3	Cóclea de 3 ^o Ordem	79
6.1.4	Cóclea Invertida com Filtros <i>Coupled</i>	82
6.1.5	Medições da Cóclea Invertida	87
IV	Desenho do Banco de Síntese	91
7	A Inversão dos Multiplexers Analógicos	91
7.1	Inversão do Multiplexer da Alta Frequência	92
7.1.1	Inversão do Double Star Junction prático	95
7.2	Inversão da “Cóclea Invertida”	96
7.2.1	Inversão da Cóclea Prática	98
7.3	Inversão do Sistema Completo	99
7.4	Conclusões Sobre a Inversão dos Bancos de Análise	101
V	Outras Considerações Sobre o <i>Front-End</i> Proposto	103
8	Desenho de Multiplexers de Maior Largura de Banda e Maior Número de Canais.	103
8.1	Double Star Junction Multiplexer de Grande Largura de Banda	103
8.2	Ring-o-Star Multiplexer de 16 Canais	104
9	Proposta de Segmentação do Espectro para Redução do Consumo de Potência em Cognitive Radio	106
VI	Conclusão	109
10	Conclusão	109

VII	Anexos	i
A	Conceitos importantes em Processamento Digital de Sinal	i
A.1	Processo de Amostragem	i
A.1.1	Ruído de Quantificação	iii
A.2	Sistemas Multicadência	v
A.2.1	Decimação	v
A.2.2	Interpolação	v
A.2.3	Identities Nobres	vi
A.2.4	Bancos de Filtros	vi
B	Conceitos importantes em Rádio-Frequência	ix
B.1	Linhas de Transmissão	ix
B.1.1	Coefficiente de Reflexão e Potência Entregue à Carga	ix
B.1.2	VSWR	xi
B.1.3	Impedância Vista à Distância d da Carga	xii
B.2	Transformador de Impedâncias	xii
B.3	Inversor de Imitância	xiii
B.4	Microstrip	xv
B.4.1	Substrato e Condutor Usados	xvii
B.5	Factor de Qualidade	xvii
B.6	Atraso de Grupo	xviii
B.7	Parâmetros S	xix
B.8	Procedimentos de Optimização em Simulador	xix
C	Outros Anexos	xxii
C.1	Esquema Discreto da Cóclea Invertida	xxii
C.2	Esquema da Placa Impressa para a Cóclea Invertida	xxiii
C.3	Esquemas do Star Junction e Ring-Manifold Multiplexer	xxv

Parte I

Introdução

1 O Rádio - Estado da Arte

O rádio... há um século atrás o ser humano poderia apenas ter dois, um em cada braço. Hoje, em meios tecnologicamente desenvolvidos, somos orgulhosos donos de dezenas de rádios sem que isso seja sinónimo de ostentação. O rádio foi agente fulcral na transformação de uma sociedade carente por informação, oportunidade, liberdade e segurança. O rádio é um produto em constante evolução. Neste capítulo é apresentado o mapa futuro de investimento e desenvolvimento da tecnologia rádio.

1.1 O Rádio de Hoje e o Rádio do Futuro

A tecnologia rádio refere-se a toda a tecnologia de comunicação sem fios, seja o telemóvel, o GPS, o rádio FM/AM, o Bluetooth, o Wi-Fi, o Walkie-Talkie, o Rádio Amador, etc. Nas últimas duas décadas registaram-se avanços notáveis nesta tecnologia, potenciados pelo desejo de um maior acesso a informação, maior fiabilidade nas comunicações, maior autonomia e portabilidade do equipamento. Tais motivações e a capacidade de integração da tecnologia em pequenos circuitos electrónicos certificaram o desenvolvimento de rádios de pequenas dimensões, com prodigiosas funcionalidades e autonomias razoáveis.

No entanto, incompatibilidades electrónicas ou até políticas encaminharam a tecnologia rádio para uma grande complexidade de circuitos e componentes electrónicos, facto que pode ser limitativo para o seu progresso futuro. As multiplicidades de protocolos e de *standards* de comunicação por meio livre constituem um obstáculo à evolução do rádio para níveis de maior segurança, fiabilidade, homogeneidade e ubiquidade. Os telemóveis de última geração contemplam variadas tecnologias (*standards*) de comunicação sem fios num só dispositivo - GSM, UMTS, FM/AM, Wi-Fi, GPS, Bluetooth, etc. Assim, hoje em dia um rádio comum não tem só um *Front-End*¹ mas sim múltiplos *Front-Ends* diferentes para cada um dos *standards* de comunicação aceites. Tal situação limita a inclusão de novas tecnologias de comunicação, a autonomia do dispositivo, a sua fiabilidade ou o próprio processo de construção do rádio que naturalmente é mais dispendioso para o fabricante.

A soberania dos rádios actuais é ainda posta em causa quando se introduz na discussão questões como a sobrelotação do espectro radioeléctrico ou as não linearidades de muitos dos elementos hardware que desenham o rádio actual. A primeira questão conduz à necessidade de rigidez e robustez dos *Front-Ends* dos rádios, os quais devem impedir que sinais adjacentes em frequência e interferidores causem a saturação do dispositivo e a degradação das suas comunicações. O próprio rádio deve também tentar garantir que o sinal que está a colocar no meio livre não seja ele próprio interferidor para outros rádios, isto é, que ocupe apenas a largura de banda que lhe é legalmente permitida. Perante o cenário actual de sobrelotação radioeléctrica, onde sinais possivelmente interferidores estão muito próximos em frequência, é imprescindível o uso de operações de filtragem para separar o sinal de interesse dos sinais interferidores. Infelizmente, o desenho de filtros analógicos com boa selectividade é da maior dificuldade para as altas frequências. Assim, é comum optar-se por transladar o sinal recebido para frequências mais cómodas, conhecidas como frequências intermédias, facilitando as operações de filtragem mas resultando, em última instância, num aumento do número de componentes do rádio. Na figura 1.1 está representado um *Front-End* que usa a estratégia referida, em que à custa da introdução de mais componentes, como *mixers* e osciladores locais, são garantidas melhores operações de filtragem. Este tipo de estratégia é comumente designada de configuração super-heterodina.

¹ *Front-end* é a parte física do rádio que vai desde a antena até à unidade de processamento.

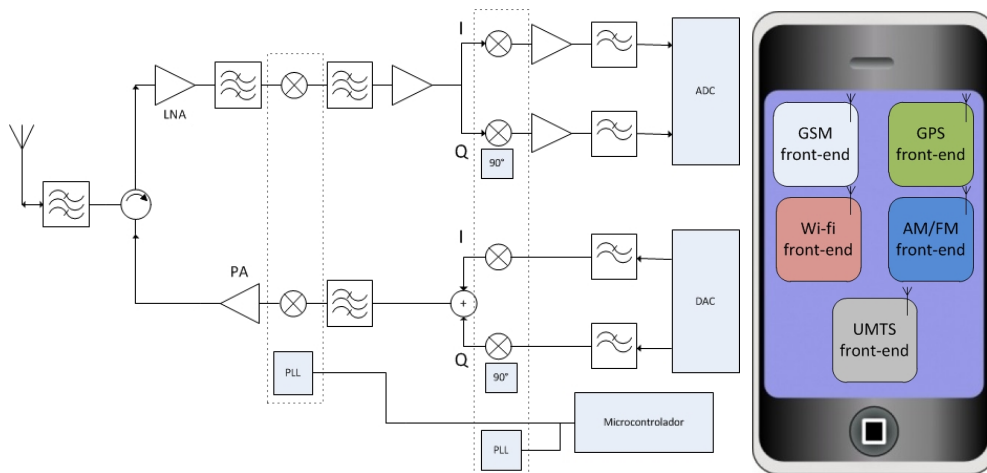


Figura 1.1: Arquitectura de um *Front-End* típico num rádio GSM (à esquerda). Nos telemóveis actuais existem vários circuitos semelhantes, mas com fins distintos (à direita).

O segundo problema enunciado resulta da não idealidade de alguns elementos electrónicos que vão sendo introduzidos no rádio. Esses elementos podem distorcer o sinal que se pretende receber, sendo necessária a adição de ainda mais componentes que compensem essas distorções ou o uso de componentes de melhor qualidade, mas mais dispendiosos. A este aumento do número de componentes está associado um aumento do nível do ruído térmico e de fase presente no circuito, deteriorando assim a sensibilidade do receptor. Além disso, o crescimento material do rádio resulta num aumento do consumo de potência e custos de produção. Assim, segundo o padrão tecnológico actual, a construção de um rádio é uma espinhosa negociação de antagonismos, entre a garantia de boa sensibilidade, pouca distorção, baixa complexidade electrónica e preço razoável.

Conhecendo este cenário, pode então colocar-se uma pergunta: Qual deverá ser a motivação para o investimento tecnológico do rádio nas próximas duas décadas? A resposta será a simplificação e unificação da sua arquitectura. O próximo capítulo da história do rádio deverá ter como objectivo a simplificação dos circuitos electrónicos bem como a procura de um *Front-End* global ou neutro aos diferentes *standards* de comunicação sem fios (e.g. Wi-Fi, GSM, Bluetooth, UMTS, ZigBee, etc). Esse caminho passa pelo avanço do domínio digital sobre o analógico.

A preferência do digital sobre o analógico não é recente, bastando uma observação histórica sobre a evolução dos *standards* de comunicação sem fios, desde o 1G até 3G, para chegar a essa conclusão. Os avanços na tecnologia dos semicondutores potenciaram o crescimento dos processadores digitais, permitindo um aumento da velocidade de processamento e da memória endereçável, tudo isto em *chips* cada vez mais pequenos. Estes avanços combinados com uma florescente exigência pela tecnologia *wireless* resultaram num aumento do domínio digital no rádio. Efectivamente, o processamento digital ganha ao analógico pois permite contornar problemas como a limitação do factor de qualidade em operações de filtragem, a introdução de ruído de fase ou térmico, a compensação de distorções no sinal, etc. Em suma, o digital ganha ao analógico, pelo que essa ilação deverá ser considerada no projecto do rádio do futuro.

1.2 O *Software Radio*

Consciente da revolução do digital sobre o analógico, Joseph Mitola prematuramente definiu a meta para o rádio do futuro: O *Software Radio* [1].

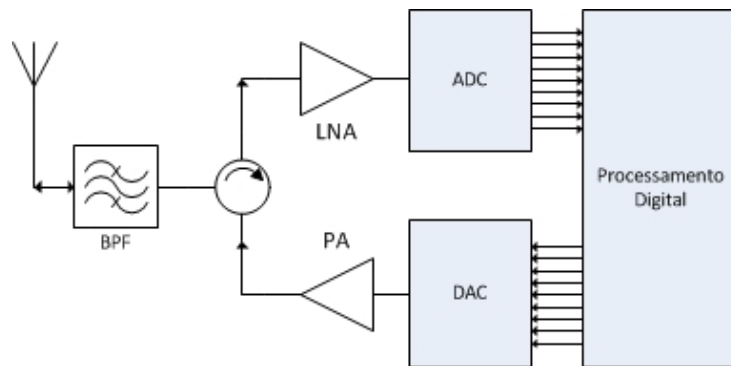


Figura 1.2: O *Software Radio* proposto por J. Mitola

O *Software Radio* (SWR) é um rádio em que o processamento digital avança sobre o analógico, e portanto, as operações realizadas tipicamente em hardware passam a ser realizadas por software. Na sua revelação, J. Mitola descreve o *Software Radio* como um rádio em que a modulação e desmodulação das *waveforms*² são realizadas inteiramente recorrendo a um software de processamento digital. Desta forma, o transmissor deve ter a capacidade de gerar digitalmente a forma de onda desejada, transladar para alta frequência e depois converter o sinal para analógico (DAC) lançando-o imediatamente para o ar com a ajuda de um amplificador de potência. Por outro lado, o receptor deve colher uma determinada largura espectral, amplificar esse volume de informação e converter para digital (ADC) realizando assim todo o processo de detecção e desmodulação do sinal por software. Se assumir que os recursos necessários à implementação do *Software Radio* são capazes de trabalhar para larguras de banda satisfatórias, então terá resolvido os problemas de custos de produção, de potência, de ruído térmico, ruído de fase e distorção presentes nas arquitecturas actuais. Para além disso, o SWR apresenta um *Front-End* que é global, isto é, que por ser tão simples é aplicável a qualquer *standard* de comunicação *wireless* existente. Será apenas o software instalado que caracterizará o destino de operação do rádio. Note-se que a inclusão de uma nova funcionalidade, ou a actualização de uma existente, estará à distância de um simples *download* e consequente instalação.

Naturalmente, o *Software Radio* constitui a meta *quasi*-utópica para a qual todos os rádios devem assintoticamente tender. Tal deve-se às limitações de alguns elementos analógicos presentes na sua arquitectura. A globalização do *Software Radio*, como rádio neutro e comum a todas as tecnologias sem fios, está dependente de futuros avanços tecnológicos nos seus componentes base:

- Nas antenas - é desejável que tenham grande largura de banda e baixas perdas;
- Nos amplificadores - é desejável que tenham uma larga gama de funcionamento linear e grande eficiência na conversão energética - baixo consumo de potência;
- Nos conversores A/D/A - devem permitir grande velocidade de conversão, resolução e gama dinâmica, boa largura de banda de operação e com baixos custos de potência;
- Nas unidades de processamento digital - devem ser capazes de processar a velocidades que permitam o tratamento sinais de grande largura de banda.

No entanto, o estado da arte desses elementos está longe de atingir tais graus de satisfação. O caso crítico será nos conversores A/D cuja evolução tem decorrido a baixo da taxa estabelecida pela Lei de Moore³. Conhecendo essas limitações, Joseph Mitola escreveu sobre o *Software Radio*[1]:

² *Waveform* refere-se à representação característica de um sinal. Uma *waveform* é caracterizada pela sua frequência, tipo de modulação, formato da mensagem, etc.

³ No estado da arte das ADCs este assunto será aprofundado.

“In part, it represents an ideal that may never be fully implemented but that nevertheless simplifies and illuminates tradeoffs in radio architectures that seek to balance standards compatibility, technology insertion, and the compelling economics of today’s highly competitive marketplaces.”

O caminho faz-se caminhando e, apesar de o *Software Radio* ser uma arquitectura inacessível para os padrões tecnológicos actuais, aproximações à sua estrutura conceptual podem ser feitas sem se comprometer os ideais de neutralidade e reconfigurabilidade do sistema. Esse tipo de rádios são conhecidos como *Software Defined Radios* (SDR), isto é, são versões mais realistas dos *Software Radios* ideais e permitem a existência de uma malha de conversão para frequências intermédias, relaxando assim os requisitos das ADCs e DACs em termos de imunidade a *Aperture Jitter*⁴ - ver figura 1.3.

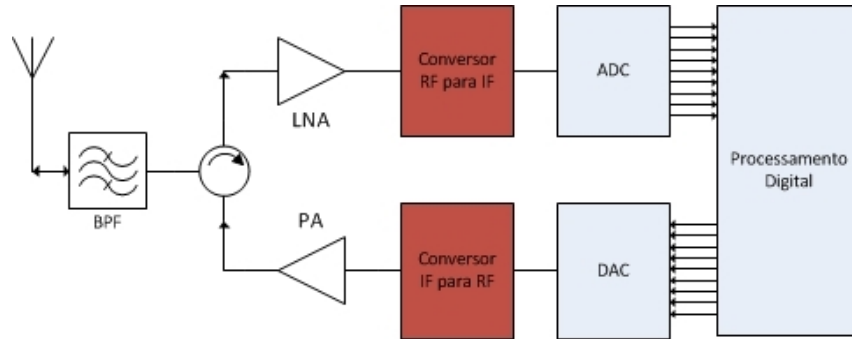


Figura 1.3: O *Software Defined Radio* (SDR)

Numa apreciação superficial pode até dizer-se que a arquitectura do SDR é semelhante ao *Front-End* dos rádios actuais (figura 1.1) também conhecidos como rádios digitais. Em [1] é feita a distinção:

“The placement of the A/D/A converters as close to the antenna as possible and the definition of radio functions in software are the hallmarks of the Software Radio. Thus, although Software Radios use digital techniques, software-controlled digital radios are generally not Software Radios. The key difference is the total programmability of Software Radios, including RF bands, channel access modes, and channel modulation.”

Assim, o que distingue verdadeiramente um SDR de um *Digital Radio* é a capacidade que este tem de se reconfigurar, via programação em software, de modo a adaptar-se aos diferentes *standards* de comunicação em espaço livre.

A nomenclatura escolhida para os rádios referidos pode provocar confusões semânticas. Assim, é conveniente resumir:

- *Software Defined Radio* (SDR): Smart Radio com capacidade de se reconfigurar em função das operações que deve cumprir. A maior parte do processamento do sinal é feito no domínio digital. Devido a limitações tecnológicas, tem o suporte analógico de conversão do sinal RF para frequências intermédias, ou *vice-versa*, relaxando assim a conversão A/D/A. É uma solução temporária e deverá ser abandonada quando a tecnologia permitir a criação de *Software Radios* ideais.
- *Software Radio* (SWR): Smart Radio, com capacidade de se reconfigurar em função das operações que deve cumprir. Todo o processamento de sinal é feito no domínio digital, tendo apenas como suporte analógico uma antena, um filtro *anti-aliasing*, amplificadores e conversores A/D/A.
- *Digital Radio*: Rádio de 3ª geração em que parte do processamento de sinal é feito no domínio digital. Tem o suporte analógico de uma série de elementos que convertem o sinal RF para frequências

⁴Existe *Aperture Jitter* quando a amostragem do sinal de entrada não é efectivamente uniforme. Este efeito apresenta problemas mais significativos para sinais a altas frequências e pode resultar na degradação do SNR do sistema.

intermédias, ou *vice-versa*, de modo a facilitar operações de filtragem e de conversão A/D/A. Não tem capacidade de reconfigurabilidade. Um *Digital Radio* cumpre as especificações de apenas um determinado *standard* de comunicação em espaço livre.

Existem actualmente no mercado dispositivos assumidos como *Software Defined Radios*, tais como o USRP[2] ou o WARP⁵. Os sistemas disponíveis são essencialmente orientados para a investigação e permitem larguras de banda de operação de cerca de 100MHz. Na sua arquitectura de recepção contemplam blocos de conversão de frequência e usam ADCs duais com frequência de amostragem de cerca de 160Msamples/s e 16 bits de resolução. O processamento é realizado através da conjugação DSP/FPGA, conferindo assim a possibilidade de reprogramação ou reconfigurabilidade ao sistema.

1.3 O Cognitive Radio

A revolução do rádio não se pode cingir apenas ao redesenho da arquitectura elementar do sistema de recepção e transmissão. Existem problemas concretos em transmissões *wireless*, como o problema *near-far*, o *multipath*, as perdas em espaço livre, a interferência de canais adjacentes, interferência de múltiplo acesso, etc, que não são resolvidos com o *Software Radio*.

Estes problemas estão, de certa forma, relacionados com a má gestão do espectro radioeléctrico. Faz pouco sentido que hajam zonas espectrais altamente populadas, como por exemplo a zona ocupada pelo GSM, enquanto outras zonas legalmente atribuídas para outros fins estejam praticamente vazias. Este facto constitui uma grande limitação no desenho de um rádio e é responsável pela grande complexidade dos *Front-Ends* dos rádios actuais. Para além disso, em épocas festivas ou em casos de urgência global, o pequeno espaço espectral legalmente atribuído às comunicações GSM tende a saturar, deixando o cliente com dificuldades em receber o atendimento desejado. Tais ocorrências não são aceitáveis tendo em conta as exigências e dependências tecnológicas actuais.

Precocemente, o mesmo Joseph Mitola percebeu o problema e encontrou a solução: o *Cognitive Radio* (CR) [3].

“Cognitive radio signifies a radio that employs model-based reasoning to achieve a specified level of competence in radio-related domains. [...] Cognitive radio is a goal-driven framework in which the radio autonomously observes the radio environment, infers context, assesses alternatives, generates plans, supervises multimedia services, and learns from its mistakes. This observe-think-act cycle is radically different from today’s handsets that either blast out on the frequency set by the user, or blindly take instructions from the network. Cognitive radio technology thus empowers radios to observe more flexible radio etiquettes than was possible in the past.”

O rádio cognitivo é o verdadeiro rádio do futuro. Quando se fala de *Cognitive Radio* não se refere à inclusão de uma tecnologia física, mas sim a medidas protocolares, conjuntos de leis que caracterizam e regulam comportamentos específicos em função de ambientes de telecomunicação concretos nos quais o rádio está ou não inserido. Portanto, ao *Cognitive Radio* está subjacente uma implementação em software.

O *Cognitive Radio* é a tecnologia que permite o acesso dinâmico ao espectro [4], isto é, trata-se de um rádio que se adapta às condições do seu meio modificando, se necessário, os seus parâmetros de operação no sentido de melhorar a sua performance. É, portanto, um rádio inteligente com capacidade de fazer reconhecimento espectral (*spectrum sensing*), permitindo conhecer e caracterizar o ambiente radioeléctrico que o rodeia. Com este conhecimento contextual, o dispositivo terá a possibilidade de decidir autonomamente as características de transmissão que melhor lhe servem para melhorar a qualidade de serviço ao utilizador. Entre decisões possíveis, à cabeça, poderão estar a forma de onda que melhor se adapta a determinada comunicação, a melhor região espectral disponível no contexto radioeléctrico em que o rádio está inserido, a potência necessária para realizar a comunicação, etc. O *Cognitive Radio*

⁵Projecto de investigação da Rice University para protótipos avançados de *wireless networking*

permitirá assim resolver o problema da sobrelotação do espectro radioelétrico o que, por arrasto, deverá permitir um relaxamento dos requisitos impostos na elaboração do *Front-End* do rádio.

O *Software Radio* será, pela sua neutralidade, reconfigurabilidade e largura de banda, a tecnologia que dará ocasião ao *Cognitive Radio*. Quando se refere a *Cognitive Radio* supõe-se a pré-existência do SWR ou SDR como camada inferior. Assuma-se por um momento a ubiquidade destas duas tecnologias (SWR/SDR e CR). Considerando esse cenário, apenas a imaginação, opções políticas e comerciais serão os limites para o desenvolvimento de técnicas que melhorem a qualidade de serviço das comunicações móveis. Deixam-se alguns exemplos de aplicação civil:

- O rádio detecta que há uma outra comunicação que lhe é interferidora, causando a saturação do seu hardware de recepção. Então o rádio, conhecendo o espectro do ambiente em que está inserido, poderá mudar a sua comunicação para uma zona de frequências mais isolada, avisando antes o seu par na comunicação.
- O rádio está a realizar uma comunicação e é notificado que está a causar interferência a uma comunicação terceira de prioridade urgente. Se a sua comunicação não for ela também urgente, então o rádio pode mudar de frequência ou baixar a potência transmitida.
- O rádio conhece os seus pares amigos, isto é, outros rádios com os quais costuma comunicar. Assim, se os utilizadores estiverem em casa, o rádio poderá optar por efectuar ou receber as chamadas telefónicas via o Wi-Fi, usando uma qualquer tecnologia *VoIP*, reduzindo assim os gastos monetários dos telefonemas entre rádios amigos.
- O rádio encontra-se longe do ponto de acesso da sua operadora e tem “sinal” extremamente limitado. Por acréscimo, detecta a existência de outros rádios em espaço intermédio que lhe possibilitam um acesso à rede por reencaminhamento. Caso a comunicação seja urgente, os rádios poderão negociar entre si esse reencaminhamento possibilitando ou não o acesso à rede desejada por parte do rádio distante - Interoperabilidade.
- O rádio detecta que o destinatário da comunicação se encontra a uma distância perto de si. Se for necessário estabelecer comunicação, o rádio começa por tentar comunicar directamente, sem recorrer ao ponto de acesso do operador.
- O rádio reconhece que o espaço em que está inserido tem possibilidade de realizar *beamforming* ou alocação de potência. Dependendo da urgência, o rádio pode requisitar ao ponto de acesso maior prioridade, obtendo assim uma comunicação mais eficaz.

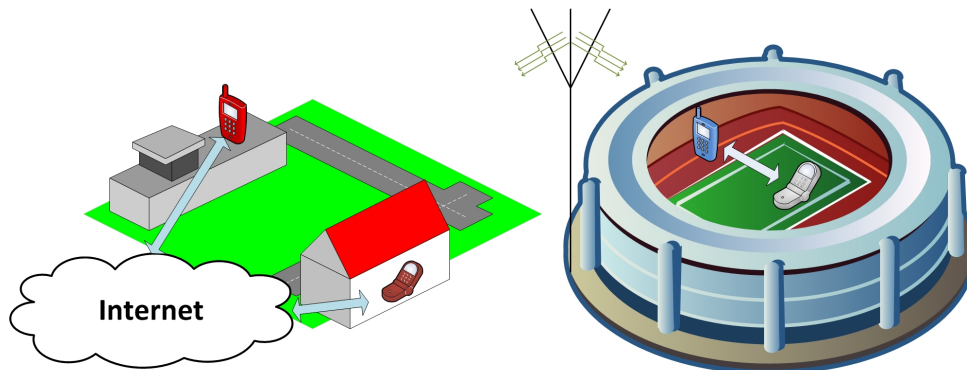


Figura 1.4: Exemplos de aplicação em *Cognitive Radio*

Em suma, o *Cognitive Radio*, numa perspectiva do utilizador, permitirá uma melhor qualidade de serviço, maior interoperabilidade entre dispositivos e serviços, maior fiabilidade, redução de custos de comunicação, prioridade em comunicações de urgência e evitar a saturação do espectro em momentos críticos.

1.4 Investimento Militar

O *Software Radio* e o *Cognitive Radio* cedo se tornaram atractivos para os grandes produtores em telecomunicações sendo que, nos dias de hoje, são tecnologias de investimento impreterível.

“[5] *The Software Radio is described as a cornerstone in the evolution of GSM in publications of the GSM MoU Committee. In addition, industrial leaders like Toshiba, Nokia, and Motorola have described an intent to migrate from digital radios to Software Radios as technology matures. So the key questions on globalization center not on if, but on when and how the technology will enter the mainstream.*”

A par deste investimento comercial, gerou-se também um grande interesse militar no *Software Radio* e *Cognitive Radio*. De facto, o investimento militar sempre foi agente potenciador do desenvolvimento tecnológico e, por isso, convém fazer uma análise das mais-valias que estas duas tecnologias podem trazer a esse segmento. Num cenário de guerra contemporâneo, a superioridade em informação é tão ou mais importante que a superioridade bélica. Em cenário de batalha, a superioridade de informação (*Information Superiority*) é a capacidade que uma força militar tem de colher, processar e disseminar uma corrente ininterrupta de informação enquanto explora ou nega a possibilidade do seu adversário poder fazer o mesmo [6].

“*Military planning, development and procurement include a broad range of new technologies, such as adaptive, self-managed, versatile radios, to satisfy a global requirement for “anywhere, anytime” capability. There is a critical need to maximize and manage information flow on the battlefield, which in turn requires system interoperability among services, battle elements, and allies.*”

A inclusão do *Software Radio* e *Cognitive Radio* em acções militares activará benefícios concretos como o policiamento de uma grande largura espectral, a geração de determinadas *waveforms* dependendo da urgência e confidencialidade da operação e permitindo acima de tudo uma maior interoperabilidade, adaptatividade e flexibilidade entre os rádios amigos envolvidos na batalha.

Uma outra vantagem na inclusão do SWR e CR em operações militares tem que ver com a redução da complexidade física do rádio, isto é, a redução do número de componentes. Tipicamente os rádios militares necessitam de ser mais rígidos do que os rádios comerciais pois são sujeitos, em batalha, a condições extremas de interferências radioeléctricas e de choque físico. A redução da complexidade da arquitectura física do rádio permitirá um tratamento mais concentrado na robustez dos elementos restantes que constituem a nova arquitectura do rádio e, por isso, o novo rádio poderá ser ainda mais imune às piores condições de batalha, e provavelmente até com custos monetários inferiores.

As forças armadas portuguesas contam com um rádio de combate que é *Software Defined Radio*. O PRC-525, produto da EID, é um rádio configurável e reprogramável, que permite introdução de novas *waveforms* para além das que já estão guardadas por defeito. A sua gama de funcionamento vai dos 1.5MHz até aos 512MHz. O rádio contempla diferentes modos de operação (e.g. *frequency hopping, fixed frequency, GPS mode*) bem como diferentes modulações possíveis. Há versões do rádio para veículos, homens e estações base. Contudo, os requisitos de potência do rádio originam uma autonomia muito reduzida (20 horas) e dimensões e peso ainda pouco práticos.

No exército do Estados Unidos da América foi também acolhida a tecnologia *Software Defined Radio* para implementar a rede de comunicações em cenário de batalha, sendo o equipamento escolhido o JTRS (Join Tactical Radio System).

“*The Joint Tactical Radio System (JTRS) is a family of high-capacity, programmable, multi-band/multi-mode tactical radios that provides both line-of-sight and beyond-line-of-sight communication capabilities to*

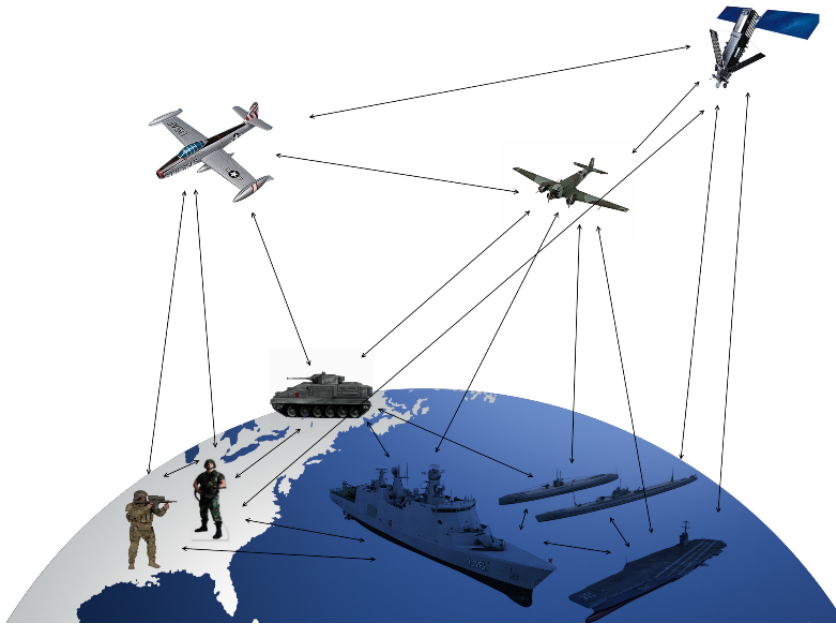


Figura 1.5: A necessidade de interoperabilidade nas forças armadas

the warfighter. [...] JTRS uses Software Defined Radio technology to achieve flexibility, interoperability, and ease of upgrade.[7]”

Este equipamento permite trabalhar numa gama de frequências de grande largura (2MHz até 2GHz) mas com capacidade de conversão e processamento limitada a centenas de MHz. O processamento é feito recorrendo à parelha DSP/FPGA.

1.5 ADCs e DACs

Os conversores A/D/A são elementos fulcrais no desenho do *Software Radio*. No entanto, parecem também ser os dispositivos que mais estorvam a evolução da arquitectura SWR para a sua versão ideal. Os factores de mérito na caracterização de um conversor A/D/A são a velocidade de conversão, a resolução, a gama dinâmica, largura de banda de operação e consumo de potência. A malha de recepção será a mais problemática já que as ADCs apresentam tipicamente velocidades e resolução de conversão mais limitadas do que as DACs.

Uma das propriedades desejáveis em *Software Radio* é a possibilidade de amostrar grandes larguras espectrais. Só assim se dará ocasião ao reconhecimento espectral proclamado pelo *Cognitive Radio*. No entanto, essa ambição é moderada pela lenta evolução das figuras de mérito dos conversores A/D. O teorema de Nyquist⁶ impõe que a frequência de amostragem mínima seja superior a duas vezes a largura de banda do sinal. Assim, se se considerar uma largura de banda de operação de 1GHz, a frequência de amostragem mínima deverá ser 2GS/s o que, segundo os padrões actuais da tecnologia, implicará uma resolução inferior a 8bits. Tal resolução poderá resultar numa diminuição da gama dinâmica do sistema e na ocorrência de erros de quantização inaceitáveis.

Assim, a conversão de data em sinais RF e de apreciável largura de banda está dependente das limitações tecnológicas na produção de ADCs. No futuro, para as telecomunicações poderem abraçar o *Cognitive Radio*, os conversores A/D deverão[9]:

⁶Anexo A.1

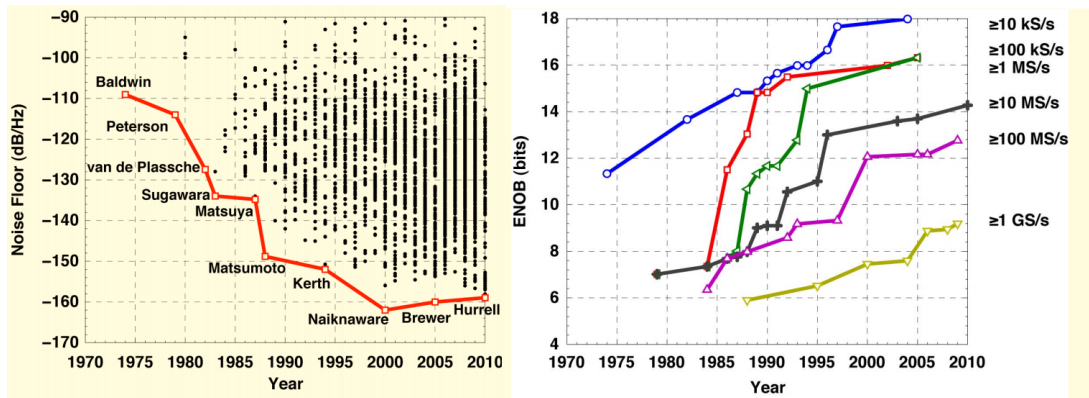


Figura 1.6: Evolução das ADCs ao longo dos anos (Noise Floor e ENOB vs Frequência amostragem)[8]

- Ter uma grande frequência de amostragem de forma a suportarem uma grande largura espectral;
- Ter um grande número de bits de quantização de forma a suportar uma maior gama dinâmica;
- Ter uma grande largura de banda de operação, suportando a conversão de sinais que variam grandemente em frequência - baixo *Aperture Jitter*;
- Ter uma grande gama dinâmica, que permita a recuperação de sinais de pequena escala na presença de interferidores fortes;
- Ser imune a distorções devido à presença de sinais fortes na largura espectral colhida;
- Ter um preço razoável e baixo de consumo de potência.

Estes requisitos ultrapassam as capacidades da tecnologia actual. Ao contrário dos processadores, cuja evolução é aproximada segundo a lei de Moore, as ADCs avançam mais lentamente. Usando a taxa de amostragem e a gama dinâmica com figuras de mérito fixas, a melhoria no desempenho das ADCs acontece a um ritmo de 1 bit de resolução em cada 6 anos [5]. Os factores que mais limitam a evolução das performances das ADCs são o *Aperture Jitter*⁷, o *Comparator Ambiguity*⁸, o ruído térmico e o ruído de quantização[10].

Assim, a escolha da ADC é um processo de negociação entre resolução, gama dinâmica, frequência de amostragem e a potência consumida que melhor se adequam às funcionalidades do projecto. Tipicamente, aumentando a resolução ganha-se em gama dinâmica, mas pode perder-se em frequência de amostragem, limitando assim a largura de banda espectral passível de ser colhida - Imposição do teorema de Nyquist.

No caso do *Software Radio* e *Cognitive Radio*, nos quais é importante a abertura a uma grande quantidade de frequências, o problema da gama dinâmica torna-se muito sério. A gama dinâmica descreve a capacidade de simultaneamente se medir, com precisão, sinais de diferentes níveis de potência. Em particular, refere-se à habilidade em se converter com precisão os sinais mais fracos na presença de sinais fortes[11]. Assim, a gama dinâmica é condicionada pela maior variação de potência entre sinais a frequências diferentes que o sistema eventualmente possa encontrar. Por exemplo, as especificações do GSM impõem que os receptores devem eficazmente digitalizar sinais de $-13dBm$ até $-104dBm$ na presença de muitos outros sinais, o que implica uma gama dinâmica mínima de $91dB$ [12]. A gama dinâmica está directamente associada à resolução do conversor. Considerando uma ADC ideal em subsampling, e que o sinal de entrada é sinusoidal, então a gama dinâmica pode ser dada por[9]:

⁷ Existe *Aperture Jitter* quando a amostragem do sinal de entrada não é efectivamente uniforme.

⁸ *Comparator Ambiguity* - os transístores do comparador não são rigorosamente iguais, podendo trabalhar a velocidades ligeiramente diferentes que resultam em leituras erradas da diferença de tensão aos seus terminais.

$$Dynamic Range_{ideal} = SQNR = 6.02n + 1.763dB \quad (1.1)$$

onde n é o n° de bits usado na quantização⁹. Infelizmente, para um aumento da frequência de amostragem, o padrão actual dos conversores A/D admite menores bits de quantização, o que, segundo a expressão anterior, resulta numa redução da gama dinâmica do sistema. Por acréscimo, o próprio aumento de largura de banda de operação indica que a ADC ficará mais susceptível a encontrar situações extremas de potência, pelo que essa redução da gama dinâmica pode resultar na saturação do equipamento, na incapacidade de detecção de sinais mais fracos ou na distorção do sinal convertido.

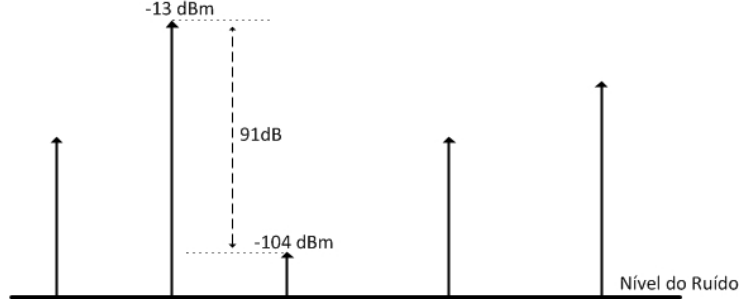


Figura 1.7: Exemplo dos diferentes sinais que podem simultâneamente aparecer na entrada

O ruído de quantização é também outro problema a ter em conta, sendo que este está directamente relacionado com a resolução do conversor e com a frequência de amostragem, factores de mérito por vezes incompatíveis. Na maior parte das configurações é a resolução que dita o ruído de quantificação. Nos casos dos conversores *Sigma-Delta* estes usam menos bits na quantificação, mas compensam esse efeito com *oversampling*, isto é, um exagerado aumento da frequência de amostragem bem para lá do mínimo imposto pelo Teorema de Nyquist, resultando em última instância num maior controlo sobre o ruído de quantificação.

Também a localização em frequência do sinal a converter pela ADC pode constituir uma limitação à evolução do *Software Radio*. Na prática, durante a conversão, desvios temporais em relação ao instante ótimo de amostragem podem ocorrer, sendo esse fenómeno conhecido como *Aperture Jitter*.

A ocorrência de *Aperture Jitter* resulta em erros de amostragem que podem degradar a performance (SNR) do sistema em três diferentes formas[13]: aumento do ruído do sistema; incerteza na fase do sinal amostrado; interferência entre símbolos (ISI). Por acréscimo, o *Aperture Jitter* depende não só da qualidade do conversor, mas também da frequência em que está localizado o sinal a converter - um desvio em relação ao instante de amostragem causa um maior erro de leitura para sinais de alta frequência. Esse efeito pode ser comprovado pela seguinte equação que dá o erro de leitura em função da frequência do sinal f e do *Aperture Jitter* médio do sistema (t_J):

$$V_{err} = A.2\pi ft_J \quad (1.2)$$

$$SNR_{Jitter} = 20.log\left(\frac{A}{V_{err}}\right) = -20.log(2\pi ft_J) \quad (1.3)$$

onde A é a amplitude do sinal de entrada. Da equação anterior é possível verificar que o erro na voltagem lida V_{err} aumenta linearmente com a frequência do sinal de entrada. Com a evolução da tecnologia dos

⁹Na prática, a gama dinâmica do conversor é também limitada pelo ruído térmico, potência nas harmónicas introduzidas pela ADC e pelo maior Peak-to-Average Power Ratio do sinal de entrada.

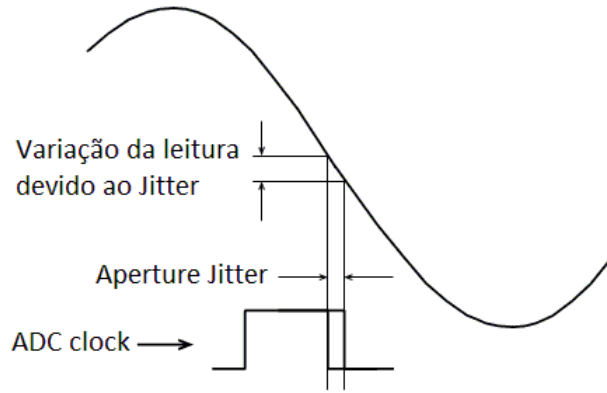


Figura 1.8: Aperture Jitter durante a conversão

conversores, será possível minimizar o *Aperture Jitter* permitindo assim a digitalização de sinal a mais altas frequências.

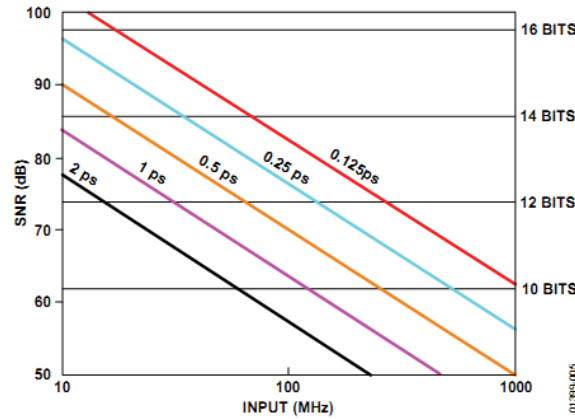


Figura 1.9: Estado da Arte do SNR_{Jitter} em função da frequência do sinal[13]

É principalmente devido ao *Aperture Jitter* que o *Software Defined Radio* contempla um bloco de conversão do sinal para frequências mais baixas pois, para essas frequências, o mesmo *Jitter* não têm efeitos tão significativos.

Em suma, num projecto de rádio deve ser considerado com importância a largura de banda máxima do sistema bem como a frequência central do sinal antes da conversão. Se a largura de banda do sinal for relativamente grande, as ADCs escolhidas devem primar pela excelência em termos de gama dinâmica. Se o sinal antes da conversão estiver localizado a altas frequências, maiores cuidados devem ser tomados na geração do clock e na escolha de um conversor mais robusto ao *Aperture Jitter*. Detalhada informação sobre o tipo de ADCs a usar dependendo da aplicação pode ser encontrada em [14].

2 A Proposta de *Front-End* SDR

De imediato são apresentadas algumas propostas de *Front-End* para receptores *Software Defined Radio* e que permitem contornar alguns dos obstáculos associados aos conversores A/D, garantindo uma superior largura de banda de operação e sem perdas de resolução de conversão¹⁰. Considere inicialmente o seguinte *Front-End*:

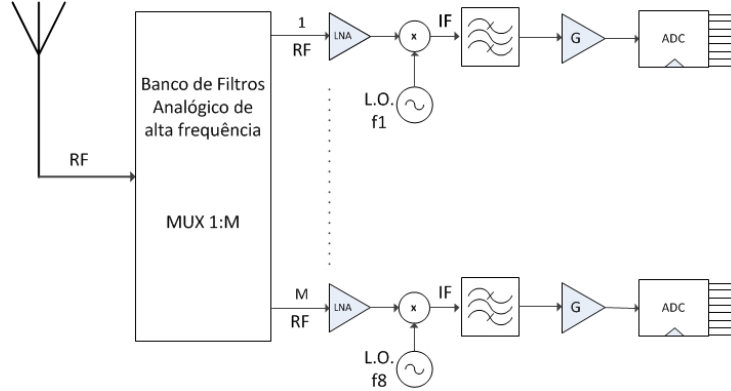


Figura 2.1: Exemplo de um *Front-End* SDR baseado em Bancos de Filtros Híbridos

O *Front-End* apresentado baseia-se no seguinte paradigma: divisão do sinal de entrada em M bandas contíguas em frequência, onde cada uma destas bandas é convertida para digital através de uma ADC dedicada. Repare-se que o espectro incidente é repartido em sinais de largura de banda M vezes inferior e, portanto, a frequência de amostragem requerida pelas ADCs deverá ser também M vezes menor. Assim, será possível obter-se uma melhor negociação com a resolução de conversão, a qual pode ser aumentada em \sqrt{M} bits [15] (comparativamente aos receptores convencionais). Relembrando, o *Cognitive Radio* e *Software Radio* proclamam que o rádio deve ter uma grande largura de banda de operação. No entanto, do Estado-da-Arte dos conversores A/D infere-se que essa propriedade só será possível à custa de uma redução da resolução de conversão. Com configurações semelhantes às da figura 2.1, a resolução de conversão e a largura de banda do rádio deixam de ser propriedades antagónicas e, portanto, este tipo de arquitecturas podem ser a solução para a criação de *Software Radios* de grande largura de banda e com boa resolução.

De facto, a divisão do sinal em sub-bandas é extremamente vantajosa quando comparada com a técnica de conversão convencional (conversão de toda a largura de banda do sinal usando apenas um ou dois conversores). De seguida apresenta-se os argumentos associados a esta preferência:

- A menor largura de banda dos M sinais resultantes da divisão implica o uso de frequências de amostragem menores para cada conversor usado. Considerando f_s como a taxa de Nyquist a usar num esquema receptor convencional então, com esta configuração, a taxa de amostragem em cada conversor será de apenas f_s/M ¹¹.
- A necessidade de uma menor taxa de amostragem relaxa as exigências das ADCs, permitindo um melhor compromisso com a resolução de conversão. Na figura 2.2 está representado o padrão do compromisso 'Resolução - Frequência de Amostragem' para uma variedade de ADCs[10] - Padrão estabelecido em 1999. Como foi referido anteriormente, com este tipo de sistemas é possível melhorar a resolução de conversão em \sqrt{M} bits, onde M é o número de canais admitidos pelo sistema.

¹⁰Neste documento apenas é estudado o sistema de recepção do *Front-End*. No entanto, existe outro grupo de trabalho, na Universidade de Aveiro, Projecto *TACCS* (IT e IEETA), dedicado ao desenho de um emissor SDR.

¹¹A. Papoulis no seu teorema generalizado da amostragem [16] garantiu que um sinal determinístico e limitado em frequência é unicamente determinado pelas saída de M sistemas lineares e amostrado a $1/M$ da taxa de Nyquist.

- Uma maior resolução da conversão, admitindo que será usado um conversor de *Nyquist*¹², permitirá um menor ruído de quantificação, melhorando assim o SNR do sistema¹³ :

$$S/N_Q \approx 6n + 1.8 \text{ (dB)} \quad (2.1)$$

onde n é o número de bits de resolução.

- O facto de a largura de banda dos sinais à entrada das ADCs ser menor resulta numa menor potência de ruído térmico - melhoria do SNR do sistema.

$$P_{dBm} = [-174_{(dBm/Hz)} + 10\log(\frac{B}{M})_{(dB)}] + NF_{(dB)} \quad (2.2)$$

onde B é a largura de banda do sistema, M o número de canais e NF o *noise figure* associado a cada canal.

- A reduzida largura de banda de cada canal é ainda vantajosa pois permite uma despreocupação com a linearidade dos *Low Noise Amplifiers* para uma vasta gama de frequências - caso do sistema de recepção da figura 2.1.
- A divisão do sinal de entrada em M sinais de menor largura de banda permite um aumento significativo da gama dinâmica do sistema. A gama dinâmica é um problema muito sério no projecto de um *Software Radio* e pode ser a razão para o confinamento da largura de banda de operação. Neste caso, como o espectro é dividido em pequenas partes, os requisitos em gama dinâmica são relaxados pela menor probabilidade de existência de sinais de potências extremas no mesmo canal e pela maior resolução de conversão para cada ADC.

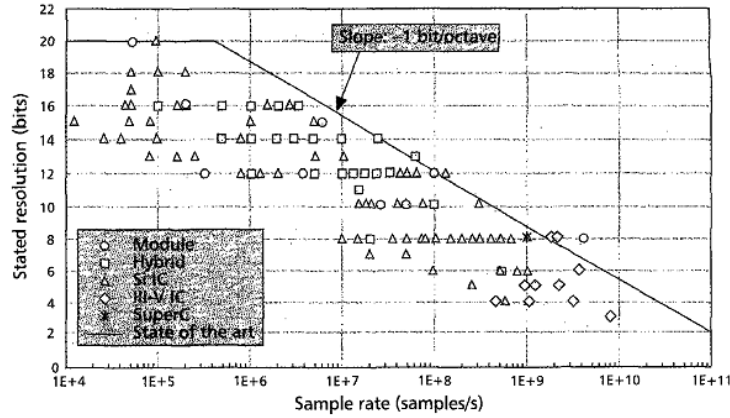


Figura 2.2: Padrão do compromisso de Resolução vs Frequência de amostragem

Vamos considerar um exemplo concreto para um *Front-End* de *Software Radio*. Admita-se que se pretende desenhar um sistema que opere a frequências de $1.3GHz$ até $1.7GHz$. É desejável que o sistema apresente uma boa resolução de conversão e que os conversores A/D a usar sejam relativamente baratos. Uma possível solução para este sistema seria a configuração da figura 2.1. Nesse caso, se admitirmos que $M = 8$, a seguinte frequência de amostragem seria requerida para cada ADC¹⁴:

$$f_{sADC} > \frac{(1.7GHz - 1.3GHz) \times 2}{8} = 100M\text{samples/s}$$

¹²Conversor de Nyquist é o nome usado para fazer a distinção entre conversores convencionais e conversores *Sigma-Delta*

¹³Anexo A.1.1

¹⁴Teorema de Nyquist no Anexo A.1

Actualmente, em mercado, é possível encontrar conversores A/D que satisfazem a frequência de amostragem requerida com 16 bits de resolução¹⁵. Segundo a equação (2.1), essa resolução resulta num SNR de quantização de cerca de $97.8dB$, o que garante uma grande sensibilidade ao sistema de recepção. No entanto, esses conversores são actualmente dispositivos caros e com elevado consumo de potência (cerca de $2W$ por conversor, o que resultaria num total de $16W$ de consumo de potência combinado¹⁶). Assim, se o baixo consumo de potência e baixo custo de implementação forem imperativos do sistema a projectar, então uma outra solução terá que ser considerada. Por exemplo, poder-se-á admitir uma maior número de canais por forma a usar-se ADCs que operem a menores velocidades, com preços e consumos de potência mais razoáveis. Considere-se então um segundo *Front-End* com $M = 64$, cuja arquitectura de recepção é apresentada na figura 2.3. Nesse caso, a frequência de amostragem dos conversores deve satisfazer:

$$f_{sADC} > \frac{(1.7GHz - 1.3GHz) \times 2}{64} = 12.5Msamples/s$$

Para a condição anterior, é possível encontrar em mercado conversores com 16 bits de resolução, mas extremamente mais baratos e com consumos individuais muito inferiores (cerca de $0.1W$ de consumo por conversor, resultando num total de $6.4W$ de consumo combinado¹⁷).

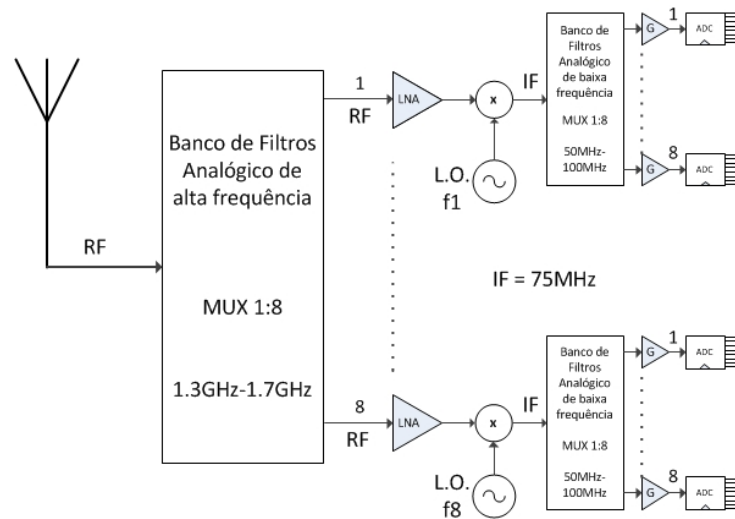


Figura 2.3: Proposta base para receptor SDR

No que diz respeito aos conversores A/D, existe ainda outra limitação que obriga a modificações na arquitectura dos receptores. Essa limitação é o *Aperture Jitter*. O *Aperture Jitter* é uma não idealidade nas ADCs e resulta do facto de os instantes de amostragem sofrerem variações em torno do seu instante óptimo. Para altas frequências esses desvios podem ser críticos, resultando num desvio colossal na quantificação do valor, produzindo assim um erro de amostragem. Para as baixas frequências as mesmas variações não serão tão críticas, e resultarão em menores erros de quantificação. Assim, uma solução para contornar o *Aperture Jitter* é transladar o sinal para frequências mais cómodas, usando um conjunto de *mixers* e osciladores locais antes do bloco de conversão. Observando os *Front-Ends* apresentados, verifica-se que ambos contemplam blocos de conversão para a frequência intermédia, comportando-se como uma configuração Super-Heterodina. A existência de 8 blocos de conversão em vez de apenas 1 permite transladar todas as bandas para a mesma frequência IF , normalizando o *Aperture Jitter* para todos os canais. Se considerarmos que $IF = 75MHz$, então significa que cada banda estará localizada entre

¹⁵Fonte: www.national.com

¹⁶Fonte: www.analog.com

¹⁷Fonte: www.analog.com

50MHz e 100MHz. Através da observação figura 1.9, verifica-se que para essas frequências o *Aperture Jitter* limita o SNR do sistema para os seguintes valores:

$$\begin{cases} SNR_{Jitter@50MHz} = 90dB \\ SNR_{Jitter@100MHz} = 80dB \end{cases}$$

Em suma, para a frequência intermédia escolhida e para a resolução dos conversores, ambos os *Front-Ends* apresentarão uma relação Sinal/Ruído confinada entre 80dB e 90dB.

Falta agora saber qual a melhor forma para se dividir o sinal incidente em 8 ou 64 bandas contíguas em frequência. Um dispositivo com essa funcionalidade é conhecido como Multiplexer de Frequência e na base do seu funcionamento estão as operações de filtragem - podemos olhar para um Multiplexer de Frequência de 8 canais como um dispositivo que incorpora 8 filtros com respostas distintas, mas contíguas em frequência. É sabido que a implementação de filtros analógicos está dependente do Factor de Qualidade¹⁸ da tecnologia usada para desenhar o filtro. Para uma conveniente implementação de filtros, o Factor de Qualidade da tecnologia usada (*unloaded quality factor*) deve superar em 20 vezes o Factor de Qualidade (*loaded quality factor*) requerido pelo próprio filtro[17]. No caso do *Front-End* com $M = 8$, ou seja, com 8 canais, o Factor de Qualidade dos filtros irá variar entre:

$$Q = \frac{f_{central}}{\Delta f} \Rightarrow \begin{cases} Q_{min} = \frac{1.325}{0.050} = 26.5 \\ Q_{max} = \frac{1.675}{0.050} = 33.5 \end{cases}$$

Verifica-se que o Factor de Qualidade não é um entrave e, portanto, deverá ser possível projectar um Multiplexer de 8 canais. Na verdade, usando tecnologia *Microstrip*, dependendo do substrato e impedância característica usada, é possível desenhar-se filtros com Factores de Qualidade superiores a 100 [18]. Por outro lado, não será simples desenhar um multiplexer de 64 canais para a gama de frequências em questão. Na verdade, tentar fazer a divisão em 64 bandas directamente às altas frequências será uma tarefa olímpica. Os factores de qualidade dos filtros necessários para realizar essa multiplexagem variariam entre 209 e 272:

$$Q = \frac{f_{central}}{\Delta f} \Rightarrow \begin{cases} Q_{min} = \frac{1.303125}{0.00625} = 209 \\ Q_{max} = \frac{1.696875}{0.00625} = 272 \end{cases}$$

Tais factores de qualidade não são alcançáveis com tecnologias de implementação como *Microstrip* ou elementos discretos. Existem tecnologias que permitem esses factores de qualidade, mas pecam por serem de grandes dimensões, de sintonização extremamente complexa ou até por terem problemas de estabilidade (e.g. Guias de Onda, *Cavity Filters*, *SAW filters*). Assim é preciso considerar outras soluções para se conseguir a divisão em 64 canais. Uma solução possível será considerar a divisão do sinal através de vários andares de Multiplexers. Nesse caso, o sinal de entrada será dividido inicialmente em apenas 8 bandas recorrendo a um Multiplexer de alta frequência. Cada uma dessas bandas é depois transladada para uma frequência intermédia onde as filtrações são simplificadas (e o *Aperture Jitter* é menor). Posteriormente, cada uma dessas bandas é novamente dividida em 8 canais, recorrendo a Multiplexers de frequência intermédia, resultando no fim em 64 sub-bandas. Esta é a técnica usada no *Front-End* da figura 2.3 para se alcançar a divisão em 64 canais e contornando a limitação do Factor de Qualidade.

A figura 2.4 apresenta o comportamento em frequência esperado para os dois *Front-Ends* de SDR projectados (sistema com $M=8$ e sistema com $M=64$). Note-se ainda que, embora as configurações propostas impliquem um aumento do número de componentes do rádio (comparativamente com as arquitecturas convencionais), o mesmo não se pode dizer relativamente à complexidade do sistema. Repare-se que o

¹⁸Anexo B.5

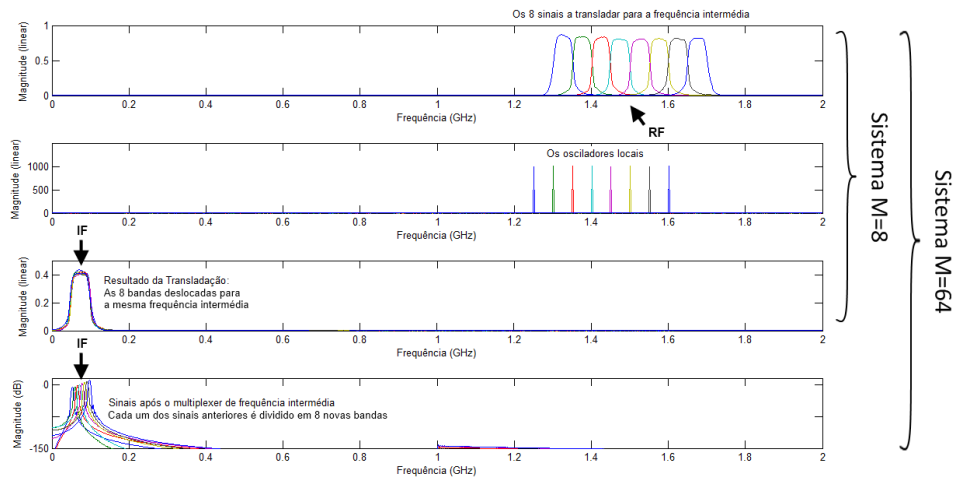


Figura 2.4: O Comportamento em frequência ao longo dos *Front-Ends*

número de componentes entre cada conversor e a antena é inferior ao dos rádios actuais. A figura 2.5 mostra um caminho possível, para ambos os sistemas propostos, entre a antena e um conversor A/D - repare-se nas semelhanças com a configuração Super-Heterodina.

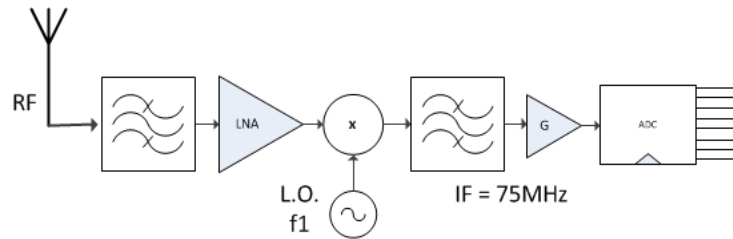


Figura 2.5: Caminho efectivo entre a antena e o conversor para cada canal

Tendo-se perspectivado os *Front-Ends* desejados, falta agora desenhar cada multiplexer a aplicar no sistema. Não há referência, na comunidade científica, à existência de multiplexers passivos, de pequenas dimensões e baixo custo, que realizem a divisão de um sinal de entrada em mais do que 4 bandas contíguas em frequência. As configurações existentes baseiam-se em implementações com Guias de Onda ou Filtros de Cavidades, realizações que pecam pelas excessivas dimensões e peso. Assim, o exercício fundamental desta tese passa pela criação de novos multiplexers que executem a divisão do sinal de entrada em 8 bandas contíguas em frequência. É desejável que esses dispositivos sejam económicos, relativamente fáceis de replicar e que tenham uma boa performance. O estudo e desenvolvimento desses dispositivos será apresentado na Parte III deste documento. Serão desenhados dois tipos de multiplexers: multiplexers de alta frequência e multiplexers de frequência intermédia. No que diz respeito aos multiplexers de alta frequência, a tecnologia planar (*Microstrip*) será usada. No que diz respeito ao multiplexer de frequências intermédias para aplicação no *Front-End* de 64 canais, será usada tecnologia discreta (Condensadores e Indutâncias).

Finalmente, para efeitos de leitura do sinal convertido, será conveniente reconstruir, no domínio digital, o sinal que foi dividido no domínio analógico. Um sistema que realiza uma desconstrução analógica e posterior reconstrução digital do sinal é conhecido como um Banco de Filtros Híbrido. Seria desejável que esta divisão e reconstrução não implicasse qualquer perda de informação relativamente ao sinal recebido na antena. Se isso acontecer, significará que a resolução prevista para o sistema analógico é desaproveitada,

pelo que o *Front-End* deixa de ter validade na prática. Assim, é tão importante o projecto do sistema digital como o projecto do sistema analógico. Desta forma, será necessário recorrer a métodos de cálculo que permitam projectar correctamente a parte digital por forma a que a reconstrução do sinal não implique substanciais perdas de informação. O método de cálculo e de desenho de Bancos de Filtros Híbridos usado nesta tese é apresentado de seguida na Parte II deste documento. Com base neste método, na Parte IV deste documento será calculado a distorção e o *aliasing* do sistema, isto é, as perdas de informação associadas a cada *Front-End* proposto.

Em caso de sucesso na criação dos multiplexers e na consequente reconstrução do sinal, os *Front-Ends* propostos permitirão desdramatizar o atraso tecnológico das ADCs que actualmente levantam problemas ao nível da gama dinâmica, resolução e velocidade de conversão e *Aperture Jitter*. Esta tese não pretende deixar como legado os *Front-Ends* em si, mas sim a tecnologia (multiplexers) que permite o projecto desse *Front-Ends* - os sistemas de recepção podem até nem ser os mais indicados para a realização prática, mas servem como meta ou guia para a criação de novos multiplexers em tecnologia planar e discreta. No futuro, com configurações baseadas em Bancos de Filtros Híbridos, será possível elevar o *Software Radio* para novos patamares de investigação, potenciando assim uma globalização mais célere da tecnologia.

Parte II

Os Bancos de Filtros

Para o leitor menos entendido na teoria do processamento de sinal recomenda-se a leitura dos Anexos sobre sistemas de multicanalidade (Anexo A.2), bem como o processo de amostragem (Anexo A.1).

3 A Teoria dos Bancos de Filtros Híbridos

Os Bancos de Filtros Híbridos têm sido apresentados como solução para contornar a repressão do estado da arte conversores A/D/A. Entre outras vantagens, permitem melhorar a resolução de conversão e a gama dinâmica de um sistema. O único problema no uso de Bancos de Filtros Híbridos prende-se com a garantia de reconstrução perfeita do sinal de entrada, isto é, é desejável que o sinal que é dividido em várias bandas possa ser depois reconstruído no domínio digital sem perdas de informação que comprometam o desempenho do sistema. Nesta parte do documento é apresentado o método de desenho de Bancos de Filtros Híbridos usado nesta tese e que permite a correcta reconstrução do sinal, viabilizando assim o *Front-End* de *Software Defined Radio* proposto anteriormente. O estudo dos bancos de filtros começa com uma retrospectiva histórica sobre a teoria, sendo depois apresentado o método de desenho de Bancos de Filtros Híbridos que sustenta esta tese.

3.1 Bancos de Filtros - Estado da Arte

A teoria dos bancos de filtros tem vindo a ser sugerida como forma de aumentar a velocidade e resolução de conversão em ADCs e DACs. Até então, estes sistemas estiveram essencialmente associados ao processamento digital de sinal para efeitos de codificação de sub-banda, *Speech-Scrambles* no domínio da frequência, codificação de imagem, etc.

Na sua essência, um banco de filtros é um sistema que permite a decomposição de um sinal de entrada em M sub-bandas de frequências distintas, permitindo assim um processamento independente para cada banda. Posteriormente, as M sub-bandas podem ser recombinaadas de forma a ser possível obter novamente o sinal original. O bloco de decomposição é tipicamente conhecido com Banco de Análise, enquanto o bloco de reconstrução é designado de Banco de Síntese. Tipicamente, o banco de análise é composto por M filtros, conhecidos como filtros de análise, e M operações de redução da frequência de amostragem. Por outro lado, o banco de síntese é comumente formado por M operações de aumento da frequência de amostragem e M operações de filtragem - os filtros de síntese. Diz-se que um banco de filtros tem reconstrução perfeita se o seu sinal de saída for igual ao sinal original, mas apenas com um atraso temporal.

O estudo dos bancos de filtros foi principiado por A. Papoulis, que no seu teorema generalizado da amostragem [16] garantiu que um sinal analógico, determinístico e limitado em frequência é unicamente determinado pelas saídas de M sistemas lineares invariantes no tempo (LTI) e amostrados a $1/M$ da taxa de Nyquist, tal como sugere a figura 3.1.

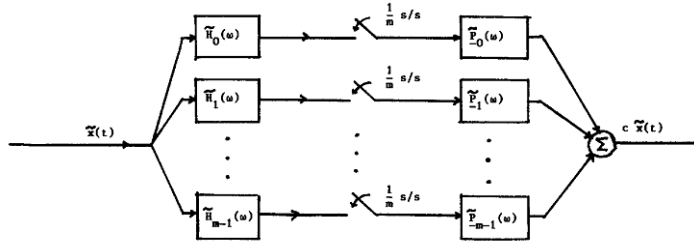


Figura 3.1: Banco de Filtros Analógico - teorema generalizado da amostragem[19]

Assim, nas condições referidas, é possível dividir um sinal analógico de entrada em M bandas e voltar a reconstruir o sinal original sem perdas de informação. Para tal, basta que os filtros de síntese $\tilde{P}_m(\omega)$ estejam de alguma forma relacionados com os filtros de análise $\tilde{H}_m(\omega)$.

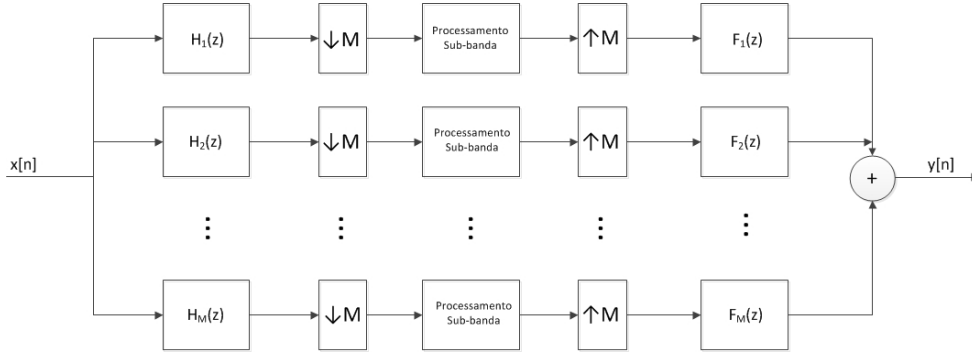


Figura 3.2: Esquema de um banco de filtros digital

A extrapolação da teoria desenvolvida por A. Papoulis para um formato digital foi formalizada por John L. Brown, Jr. [20, 19] o qual apresentou um sistema semelhante ao da figura 3.2. Na sua apresentação, J. L. Brown provou que é possível dividir um sinal discreto em M outros sinais e posteriormente reconstruí-lo sem se perder informação. Novamente, para a obtenção da reconstrução perfeita, é necessário que os filtros de síntese e o filtros de análise estejam relacionados segundo uma determinada expressão matricial. Os bancos de filtros digitais são hoje sistemas bem estudados, bem documentados [21] e bem modelados por equações matemáticas que permitem o alargamento da sua zona de operação para além do digital.

Procedendo os estudos de A. Papoulis e John L. Brown, Jr., a comunidade científica empenhou-se em explanar as potencialidades dos bancos de filtros com o incentivo de exceder a velocidade e resolução em conversores analógico para digital. A vantagem dessa união é a possibilidade de se usar M conversores idênticos para converter as M sub-bandas resultantes do banco de análise, em vez de usar apenas um conversor para digitalizar toda a largura de banda do sinal original, resultando num aumento de \sqrt{M} bits na resolução do sistema[15]. Para se poder dividir o sinal de entrada em diferentes bandas, então o banco de análise deve migrar de um formato digital para um formato analógico. Pelo facto de o sistema ser formado por uma parte analógica (banco de análise) e uma parte digital (banco de síntese) faz dele um híbrido, pelo que é costume designar-se esta configuração por Banco de Filtros Híbrido. O primeiro avanço no que diz respeito ao uso de Bancos de Filtros Híbridos com o objectivo de melhorar a resolução das ADCs, foi sugerido em [22]:

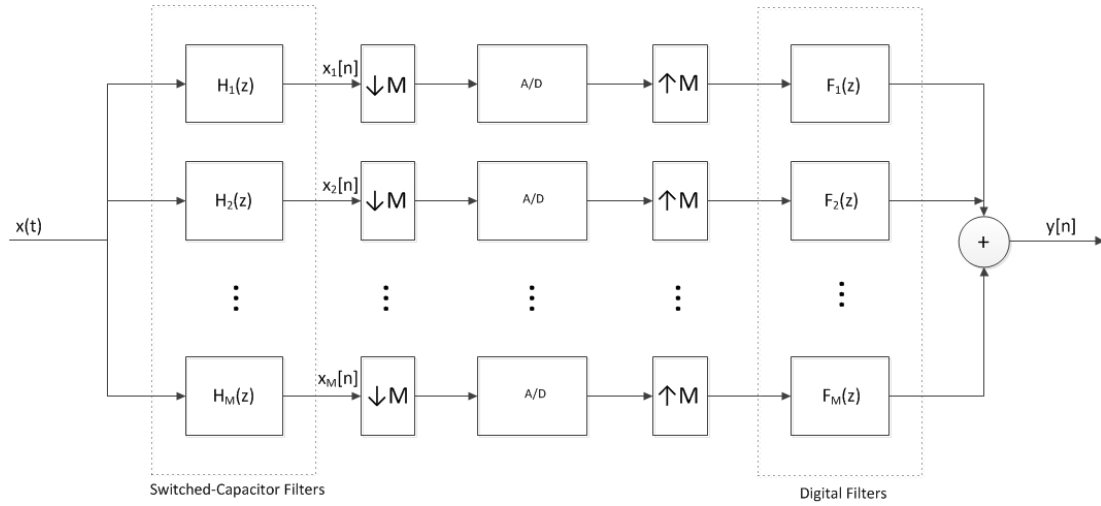


Figura 3.3: ADC baseada em Banco de Filtros Híbrido em tempo discreto/digital.

Trata-se de um Banco de Filtros Híbrido em tempo discreto. O sistema é discreto no tempo pois o sinal $x_i[n]$, resultante do banco de análise, é um sinal discreto no tempo obtido através do uso de *switched-capacitors filters* como realização para os filtros de análise analógicos $H_i(z)$. O sistema apresenta M ADCs a trabalhar a $1/M$ da taxa de amostragem de Nyquist efectiva para o sinal de entrada e, portanto, obtendo assim uma taxa de amostragem global M vezes superior à real velocidade dos conversores. No entanto, o uso de *switching-capacitors* na implementação do banco de análise, em última instância, resulta numa severa redução da velocidade de conversão já que esses componentes apresentam limitações de velocidade - até cerca de 100KHz [23]. Para além disso, introduzem ruído de switching que pode limitar drasticamente a resolução do sistema.

Em [24, 25] é apresentada uma nova aproximação para o Banco de Filtros Híbrido que contorna o uso de *switched-capacitors filters* usando para isso filtros analógicos contínuos no tempo $H_i(s)$.

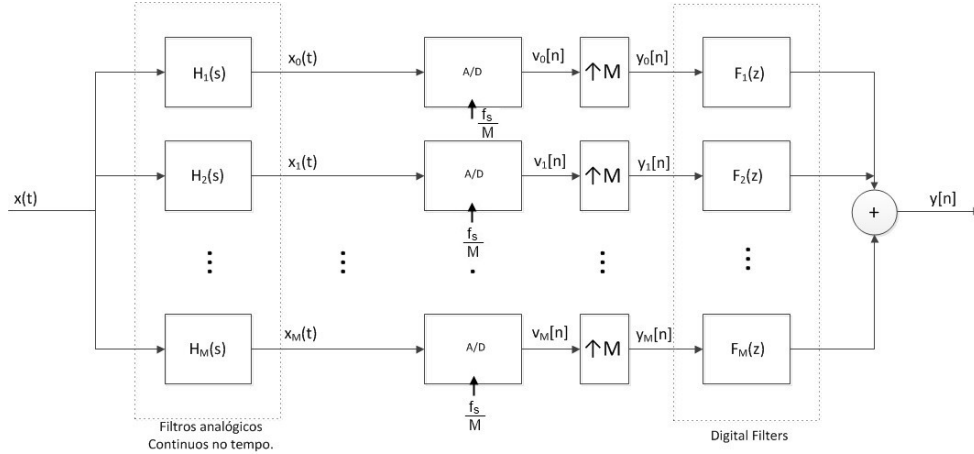


Figura 3.4: Banco de filtros híbrido com banco de análise contínuo no tempo

De forma geral, a grande dificuldade dos Banco de Filtros Híbridos é onerada pela garantia da reconstrução perfeita do sinal digital $y[n]$. Nitidamente, estes sistemas só terão sentido prático se for possível representar

convenientemente o sinal de entrada no formato digital. Para os casos digitais, a literatura [26, 27, 19, 21] garante que é possível alcançar uma condição de reconstrução perfeita (PR) sendo que, para isso, algumas condições de complementaridade no desenho dos filtros de análise e de síntese são exigidas¹⁹. Isto significa que é necessário conhecer muito bem as características de $H_i(Z)$ para se poder gerar $F_i(z)$, ou vice-versa. Nos casos híbridos a reconstrução perfeita do sinal é pouco provável já que não é possível garantir que a resposta de determinado filtro analógico é indelutavelmente caracterizada pela sua função de transferência $H_i(s)$ obtida por modelos teóricos. Isto acontece porque os elementos físicos usados na implementação do filtro não são ideais, podendo apresentar perdas, erros de fabrico, variações com a temperatura ou com o tempo, desvios esses que não são descritos pela sua função de transferência. Dessa forma, num banco de filtro híbrido não é possível garantir uma condição de reconstrução perfeita e portanto haverá sempre erros devido a *aliasing* ou distorção na reconstrução do sinal. É apenas possível garantir uma reconstrução perfeita assintótica [28], isto é, à custa de uma maior qualidade na implementação dos filtros analógicos ou até dos filtros digitais, seja pelo aumento da ordem ou por uma outra implementação mais eficaz, é possível obter uma melhor aproximação da condição de Reconstrução Perfeita.

Assim sendo, o objectivo na implementação de um Banco de Filtros Híbrido é desenhar os filtros analógicos de análise e os filtros digitais de síntese que melhor aproximam as condições de reconstrução perfeita. A indagação por essa condição resultou em diferentes propostas para o desenho dos filtros: em [28, 25] sugere-se primeiramente o desenho de um banco de filtros digital que garanta as condições de reconstrução perfeita para posteriormente, através da transformada de $Z - to - S$, encontrar os filtros de análise analógicos que melhor se aproximam dos seus homólogos digitais. A desvantagem deste método está nos desvios da conversão $Z - to - S$ bem como na dificuldade de encontrar determinados valores físicos que se comportem coerentemente com função de transferência calculada. Além do mais, este exercício pode resultar em filtros analógicos de grande ordem, o que em certos casos pode até degradar a resposta final dos filtros devido à maior introdução de perdas.

Outra forma de encarar a sintonização de um Banco de Filtros Híbrido pode ser encontrada em [29] onde os autores optam por desenhar os filtros digitais (síntese) e os filtros analógicos (análise) que garantem uma reconstrução controlada do sinal para que, em última fase, se reoptimizem os filtros de síntese que minimizam a distorção e o *aliasing* no sinal reconstruído.

Finalmente, em [30, 31, 32], é estudada a possibilidade de se obter uma condição de reconstrução controlada do sinal através do desenho primário do banco de análise analógico, calculando-se depois o banco de síntese que melhor se coaduna com os objectivos de reconstrução estipulados. Por acrescento, em [31, 32] é estudada a possibilidade de se realizar oversampling, ou seja, uma taxa de amostragem ligeiramente superior a $1/M$ em cada ADC, como forma de controlar as imprecisões de realização nos filtros analógicos. Os autores provam que em determinados casos, uma determinada percentagem de oversampling pode atenuar erros de aliasing.

¹⁹Anexo A.2.4

3.2 Apresentação do Método de Desenho de Bancos de Filtros Híbridos Usado

A reconstrução perfeita num banco de filtros é obtida através de um correcto dimensionamento dos filtros, na medida em que as suas funções de transferência devem relacionar-se de tal forma a que seja evitado o aparecimento de *aliasing*. No entanto, a necessidade de realizar o banco de análise através de componentes físicos é um obstáculo à obtenção de reconstrução perfeita. Várias soluções foram propostas para minimizar este problema sendo que, nesta tese, opta-se por desenhar primeiramente os filtros analógicos que garantem a segmentação do sinal em M bandas, tentando-se depois encontrar os filtros digitais de síntese que melhor garantem a reconstrução do sinal. A esse cálculo designar-se-á “Inversão dos Filtros de Análise”. De seguida, descreve-se a teoria dos Bancos de Filtros Híbridos que sustenta esta tese[30].

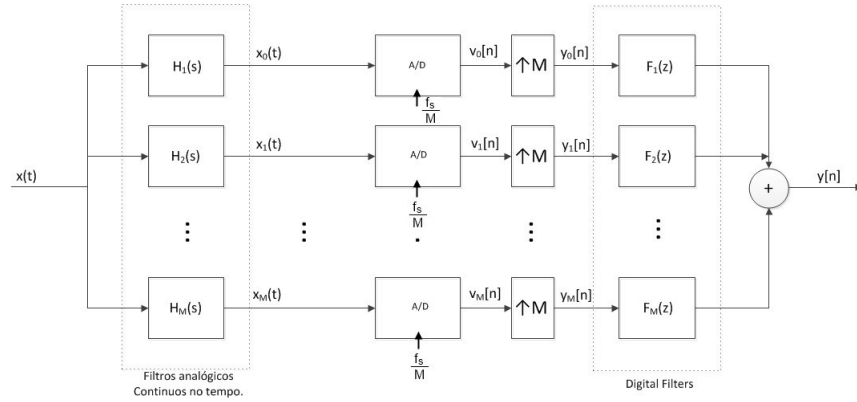


Figura 3.5: Banco de filtros híbrido com banco de análise contínuo no tempo

Considere-se $x(t)$ o sinal de entrada com largura de banda B . O banco de análise analógico desenhado pelos filtros $H_m(s)$ divide esse sinal em M sinais com largura de banda útil igual a B/M . Cada um desses sinais pode ser descrito pela seguinte equação:

$$X_m(j\Omega) = X(j\Omega)H_m(j\Omega), \quad m = 0 \dots M, \quad (3.1)$$

$$\Omega = \frac{\omega}{T_s} \quad (3.2)$$

onde $X(j\Omega)$ é a transformada de Fourier de $x_m(j\Omega)$, o m -ésimo sinal resultante da segmentação. Posteriormente, de acordo com a figura 3.5, cada banda é amostrada a $1/M$ da taxa de Nyquist efectiva para o sinal original. Negligenciando os erros de quantização e o *jitter* das ADCs, então o m -ésimo sinal amostrado $V_m(e^{j\omega})$ pode ser dado por:

$$V_m(e^{j\omega}) = \frac{1}{MT_s} \left\{ \sum_{p=-\infty}^{\infty} X \left(j \frac{\omega - 2\pi p}{MT_s} \right) H_m \left(j \frac{\omega - 2\pi p}{MT_s} \right) \right\} \quad (3.3)$$

onde T_s é o período de amostragem. A fórmula (3.3) mistura assim, o conceito de amostragem²⁰ com o de decimação²¹, e diz-nos que a transformada discreta do sinal amostrado vai conter cópias da transformada

²⁰Fórmula A.4 do Anexo A.1

²¹Fórmula A.8 do Anexo A.2.1

de Fourier $X_m(j\Omega)$, espaçadas de $2\pi/MT_s$ entre si. Novamente observando a figura 3.5 verifica-se que cada sinal vai depois sofrer uma operação de aumento da frequência de amostragem por um factor M :

$$Y_m(e^{j\omega}) = \frac{1}{MT_s} \left\{ \sum_{p=-\infty}^{\infty} X \left(j \frac{\omega}{T_s} - j \frac{2\pi p}{MT_s} \right) H_m \left(j \frac{\omega}{T_s} - j \frac{2\pi p}{MT_s} \right) \right\} \quad (3.4)$$

Esses sinais são depois filtrados pelos respectivos filtros de síntese resultando no sinal de saída. Portanto:

$$Y(e^{j\omega}) = \frac{1}{MT_s} \left\{ \sum_{p=-\infty}^{\infty} X \left(j \frac{\omega}{T_s} - j \frac{2\pi p}{MT_s} \right) \sum_{m=0}^{M-1} H_m \left(j \frac{\omega}{T_s} - j \frac{2\pi p}{MT_s} \right) F_m(e^{j\omega}) \right\} \quad (3.5)$$

Analisando a equação anterior, verifica-se que a transformada discreta de Fourier do sinal reconstruído pode apresentar componentes de aliasing caso os filtros de síntese F_m não eliminem as réplicas de $X_m(j\Omega)$ que se encontram espaçadas entre si por $2\pi/MT_s$ e que acontecem para $p \neq 0$. Assim, o objectivo é encontrar os filtros digitais de síntese que eliminem esse efeito. Como o sistema é híbrido, é então necessário encontrar uma representação digital para os filtros analógicos, pois só assim se poderá computar a sua inversão. Assim, assumindo que essa representação digital é coerente, pode partir-se para o cálculo dos filtros de síntese que optimizam a reconstrução do sinal. Para começar, considera-se que o banco de filtros é puramente digital e, portanto, $X(j\Omega)$ e $H_m(j\Omega)$ podem ser substituídos pelos seus equivalentes digitais \tilde{X} e \tilde{H}_m :

$$\tilde{X}(e^{j\omega}) = X(j \frac{\omega}{T_s}) \quad (3.6)$$

$$\tilde{H}_m(e^{j\omega}) = H_m(j \frac{\omega}{T_s}) \quad (3.7)$$

Naturalmente, por serem representações digitais, \tilde{X} e \tilde{H}_m são periódicos com um período de $(2\pi/T_s)$. Usando estas novas versões digitais é possível reescrever a equação (3.27) para num formato idêntico ao banco de filtros clássico²²:

$$\hat{Y}(e^{j\omega}) = \frac{1}{MT_s} \left\{ \sum_{p=-\infty}^{\infty} \tilde{X} \left(e^{j(\omega - \frac{2\pi}{M} p)} \right) \sum_{m=0}^{M-1} \tilde{H}_m \left(e^{j(\omega - \frac{2\pi}{M} p)} \right) F_m(e^{j\omega}) \right\} \quad (3.8)$$

Por uma questão de simplificação, a equação (3.8) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\hat{Y}(e^{j\omega}) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \tilde{X} \left(e^{j(\omega - \frac{2\pi}{M} p)} \right) T_p(e^{j\omega}) \quad (3.9)$$

onde

$$T_p(e^{j\omega}) = \frac{1}{MT_s} \sum_{m=0}^{M-1} \tilde{H}_m \left(e^{j(\omega - \frac{2\pi}{M} p)} \right) F_m(e^{j\omega}) \quad (3.10)$$

Relembrado, o objectivo de um banco de filtros é garantir uma reconstrução perfeita do sinal, e a equação (3.10) é muito importante nesse aspecto. Na verdade, o primeiro termo ($p = 0$) dessa equação diz respeito à

²²Equação A.17 do Anexo A.2.4

distorção que é provocada no sinal, sendo que em caso de reconstrução perfeita essa distorção é meramente um atraso temporal d entre o sinal de saída e o sinal original. Os restantes termos ($p > 0$) dizem respeito às componentes de *aliasing*. Assim, de modo a garantir-se uma reconstrução perfeita é necessário impor que:

$$T_p(e^{j\omega}) = \begin{cases} e^{-j\omega d} & , p = 0 \\ 0 & , p = 1, \dots, M-1 \end{cases} \quad (3.11)$$

Para efeitos de computação do teorema, é conveniente escrever a equação (3.10) em forma matricial:

$$T(e^{j\omega_q}) = \frac{1}{MT_s} \mathbf{H}(e^{j\omega_q}) \mathbf{F}(e^{j\omega_q}) \quad (3.12)$$

onde ω_q é um *set* de frequências arbitrárias com $q = [0 \dots Q-1]$ e Q o número de pontos em que é amostrada a resposta em frequência dos filtros de análise. Começa a ser evidente que as funções de transferência dos filtros de análise e de síntese têm de estar relacionadas de forma a cumprir o objectivo de Reconstrução Perfeita. Também começa a ser evidente que, conhecendo as respostas em frequência dos filtros de análise H_m , poderão ser calculados os filtros de síntese F_m que aproximam a reconstrução perfeita do sinal. Continuando, ao comparar a equação (3.12) com (3.10) verifica-se que $\mathbf{H}(e^{j\omega_q})$ será uma matriz de dimensão $p \times m$ onde cada elemento será dado por:

$$\mathbf{H}(e^{j\omega_q})_{m,p} = \tilde{H}_m \left(e^{j(\omega_q - \frac{2\pi}{M}p)} \right) \quad (3.13)$$

Assim, o sistema de equações matriciais será algo como:

$$\begin{bmatrix} e^{-j\omega_q d} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{H}_0(e^{j\omega_q}) & \tilde{H}_1(e^{j\omega_q}) & \dots & \tilde{H}_m(e^{j\omega_q}) \\ \tilde{H}_0(e^{j(\omega_q - \frac{2\pi}{M})}) & \tilde{H}_1(e^{j(\omega_q - \frac{2\pi}{M})}) & \dots & \tilde{H}_m(e^{j(\omega_q - \frac{2\pi}{M})}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{H}_0(e^{j(\omega_q - \frac{2\pi}{M}p)}) & \tilde{H}_1(e^{j(\omega_q - \frac{2\pi}{M}p)}) & \dots & \tilde{H}_m(e^{j(\omega_q - \frac{2\pi}{M}p)}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_0(e^{j\omega_q}) \\ F_1(e^{j\omega_q}) \\ \vdots \\ F_m(e^{j\omega_q}) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Portanto, para encontrar os filtros de síntese $F(e^{j\omega_q})$ será necessário resolver o sistema de equações anterior. Como a matriz $H(e^{j\omega_q})$ é rectangular, e assumindo que é não singular, é possível calcular a sua inversa, e assim calcular a resposta em frequência para os filtros de síntese:

$$\mathbf{F}(e^{j\omega_q}) = MT_s \mathbf{H}^{-1}(e^{j\omega_q}) T(e^{j\omega_q}) \quad (3.15)$$

Repare-se que as respostas em frequência dos filtros de análise aparecem invertidas. Isto poderá causar alguns problemas caso os filtros desenhados contenham zeros de transmissão perto da banda de passagem, podendo resultar em problemas de *overflow* na computação do método. Para se avaliar a susceptibilidade dos filtros de análise a esse tipo de problemas deve calcular-se o número de condição de $H(e^{j\omega_q})$ e se resultar em valores elevados, o desenho do circuito analógico deve ser revisto. Note-se ainda que pelo facto de a matriz \mathbf{H} aparecer invertida, é comum referir-se ao cálculo dos filtros de síntese como “Inversão dos Filtros de Análise”.

O próximo passo será calcular os coeficientes dos filtros de síntese que melhor aproximam as respostas em frequência obtidas. Neste método, apenas realizações FIR (*Finit Impulse Response*) são consideradas embora as realizações IIR (*Infinit Impulse Response*) tipicamente resultem em melhores aproximações

caso os seus problemas de estabilidade sejam ultrapassados [33, 32]. Considere-se que os filtros de síntese FIR terão ordem $L-1$. Assim, para encontrar os coeficientes dos filtros de síntese partindo da sua resposta em frequência, o seguinte sistema de equações terá de ser resolvido:

$$\begin{bmatrix} F_m(e^{j\omega_0}) \\ F_m(e^{j\omega_1}) \\ \vdots \\ F_m(e^{j\omega_{Q-1}}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} - & W_0^H & - \\ - & W_1^H & - \\ & \vdots & \\ - & W_{Q-1}^H & - \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_m(0) \\ f_m(1) \\ \vdots \\ f_m(L-1) \end{bmatrix}, m = 0 \dots M-1 \quad (3.16)$$

Onde $f_m(k)$ representa o coeficiente k do m -ésimo filtro de síntese que se pretende descobrir e onde cada W_i^H apresenta a seguinte forma:

$$W_i^H = \begin{bmatrix} e^{(j\frac{2\pi}{Q})^0} & e^{(j\frac{2\pi}{Q})^{-q}} & \dots & e^{(j\frac{2\pi}{Q})^{-q(L-1)}} \end{bmatrix}, i = 0 \dots Q-1 \quad (3.17)$$

Finalmente, por forma a avaliar os coeficientes f_m para cada um dos M filtros de síntese, o sistema de equações (3.16) terá de ser resolvido ordem a f_m , ou seja:

$$f_m = (W^+ F_m) \quad (3.18)$$

onde W^+ é a pseudo-inversa da matriz W .

Por acréscimo, será conveniente explicar a forma como é obtida a representação digital dos filtros analógicos: a resposta em frequência do banco de análise analógico será obtido através de um simulador de microondas (*Microwave Office*[34] e *Advanced Design System*[35]) ou através de um *Vector Network Analyser* para o caso das realizações práticas. Estas respostas são posteriormente extraídas para o simulador de processamento de sinal (*Matlab*[36]) onde será calculada a sua representação digital. Relembrando, ao contrário dos filtros analógicos cuja resposta impulsional é infinita, a versão discreta destes filtros terá resposta impulsional (e em frequência) que é periódica com um período de $(2\pi/T_s)$. Para realizar esta conversão de tempo contínuo para tempo discreto pode ser usada a Transformada Inversa de Fourier, calculando-se assim as respostas impulsioneis associadas às respostas em frequência importadas - as respostas impulsioneis passam a ser periódicas e portanto estando numa versão discreta. Posteriormente, recorrendo à Transformada de Fourier é calculada a matriz \mathbf{H} descrita na equação (3.13) e dá-se seguimento ao restante método de inversão. No entanto, o procedimento anterior é susceptível a problemas de estabilidade e causalidade que, em última instância, comprometem a inversão do banco de análise - estes problemas poderão ser ultrapassados através de algumas manipulações de baixo nível nas respostas impulsioneis obtidas. Nesta tese, por uma questão de simplificação, optou-se por usar a função *invfreqz* do *Matlab* em vez do procedimento anterior. Esta função permite calcular os coeficientes dos filtros digitais de análise que melhor se aproximam às respostas em frequência analógicas, sendo garantido que esses filtros são causais e estáveis - mesmo que isso implique alguns desvios entre as respostas contínuas e as respostas discretas. Posteriormente, é aplicado o método de inversão e são avaliados os resultados finais em função da distorção e *aliasing* introduzidos durante o processo através da análise gráfica da equação (3.12).

Em conclusão, o método de desenho dos HFBs apresenta a vantagem de calcular automaticamente o banco de síntese em função da resposta em frequência medida para o banco de análise, permitindo ao engenheiro responsável pelo desenho analógico saber de imediato se a configuração escolhida é ou não apropriada para aplicação num Banco de Filtros Híbrido²³. Essa decisão dependerá dos resultados em *Aliasing* e Distorção associados ao banco de filtros desenhado.

²³O IEETA (Universidade de Aveiro) criou uma toolbox para a *Matlab* que realiza a computação do método aqui apresentado, simplificando assim o projecto do Banco de Filtros Híbrido.

3.2.1 O Caso do *Front-End* Sugerido Com $M=4$

Nesta subsecção, é traçada uma relação entre o sistema de recepção de 64 canais proposto na subsecção 2 e a teoria dos Bancos de Filtros Híbridos apresentada anteriormente. Repare-se que o sistema proposto de 64 canais é uma versão particular de um Banco de Filtros Híbrido, já que recorre a dois andares de análise (dois andares de multiplexers) para alcançar a divisão nas 64 sub-bandas. Assim será conveniente saber como será o desenrolar de operações também no domínio digital: poder-se-á usar apenas um andar de síntese ou é necessário recorrer a dois andares para reconstruir as 64 bandas numa só? Ambas as soluções são válidas. Assim, para cada caso, é importante entender como se poderá aplicar o método apresentado na subsecção anterior.

Para o primeiro estudo, considera-se que a reconstrução digital do sinal é obtida através de dois andares de síntese. Para simplificar o raciocínio, considera-se aqui que $M = 4$, ou seja, uma divisão em apenas quatro bandas. A figura 3.6 mostra o sistema no domínio analógico (*Front-End* proposto anteriormente para $M = 4$) e a proposta para o seu complementar digital. Verifica-se que o sinal no domínio digital é reconstruído em dois momentos: reconstrução de quatro bandas para apenas duas (através dos filtros de síntese complementares ao banco de análise de frequência intermédia) e finalmente a reconstrução de duas bandas para um único sinal (através dos filtros de síntese complementares ao banco de análise de alta frequência).

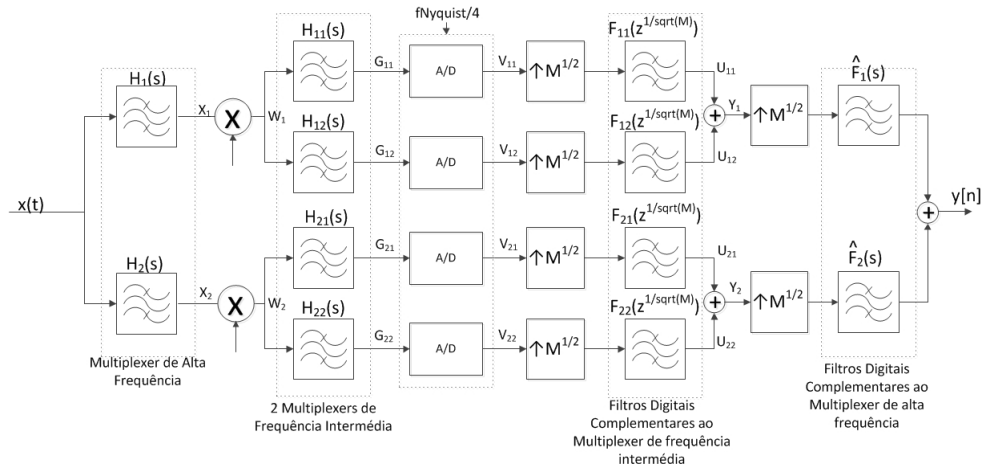


Figura 3.6: Sistema proposto, para $M=4$

Considere-se que o sinal de entrada $x(t)$ tem largura de banda B , sendo zero para fora dessa gama. O sistema para $M = 4$ é então composto pelas seguintes operações:

1. O sinal de entrada $X(f)$ é inicialmente dividido em 2 sinais através dos filtros de alta frequência $H_m(f)$:

$$X_m(f) = X(f)H_m(f), \quad m = 1 \dots \sqrt{M} \quad (3.19)$$

2. Ambos os sinais são transladados para uma frequência intermédia de modo a relaxar novas operações de filtragem. Repare-se, no entanto, que na perspectiva do sistema digital não interessa saber de que frequência originalmente foi transladado o sinal. Interessa apenas saber o posicionamento relativo entre as bandas que foram divididas, para que estas possam ser eficazmente recombinadas no processo de síntese. Assim, para simplificar a análise matemática, pode considerar-se que inicialmente o sinal de entrada $X(f)$ e os filtros $H_m(f)$ se encontravam desde logo à frequência intermédia. Portanto reescrevendo (3.19) fica:

$$W_m(f) = \hat{X}(f)\hat{H}_m(f) \quad (3.20)$$

onde $\hat{X}(f)$ e $\hat{H}_m(f)$ representam as versões de $X(f)$ e $H_m(f)$ deslocados para a frequência intermédia.

3. Cada sinal W_m é depois dividido em 2 novos sinais, resultando ao todo em 4 sinais $G_{ij}(f)$ com um quarto da largura de banda do sinal inicial $X(f)$.

$$\begin{cases} G_{11}(f) = \left(\hat{X}(f) \hat{H}_1(f) \right) H_{11}(f) \\ G_{12}(f) = \left(\hat{X}(f) \hat{H}_1(f) \right) H_{12}(f) \\ G_{21}(f) = \left(\hat{X}(f) \hat{H}_2(f) \right) H_{21}(f) \\ G_{22}(f) = \left(\hat{X}(f) \hat{H}_2(f) \right) H_{22}(f) \end{cases} \quad (3.21)$$

onde $H_{ij}(f)$ é a resposta em frequência de cada filtro do segundo banco de análise (Multiplexer de frequência Intermédia). Para simplificar, podem resumir-se todas as operações de filtragem analógica à seguinte equação:

$$H_{Tij}(f) = \hat{H}_i(f) H_{ij}(f), \quad i, j = 1, 2 \quad (3.22)$$

4. O facto de cada sinal ter uma menor largura de banda permite o uso de conversores A/D mais baratos. Assume-se que cada ADC estará a trabalhar em *subsampling* relativamente ao seu sinal de entrada, isto é, com frequência de amostragem

$$f_s = \frac{B}{M} * 2 \quad (3.23)$$

Assim, no caso de $M = 4$, pode usar-se uma frequência de amostragem 4 vezes inferior à frequência de amostragem global. Assumindo que esta amostragem é uniforme, os M sinais resultantes podem ser escritos segundo o modelo estabelecido na subsecção anterior (equação (3.3)):

$$V_{ij}(e^{j\omega}) = \frac{1}{MT_s} \left\{ \sum_{p=-\infty}^{\infty} G_{ij} \left(j \frac{\omega - 2\pi p}{MT_s} \right) \right\}, \quad i, j = 1, 2 \quad (3.24)$$

$$V_{ij}(e^{j\omega}) = \frac{1}{MT_s} \left\{ \sum_{p=-\infty}^{\infty} X_{ij} \left(j \frac{\omega - 2\pi p}{MT_s} \right) H_{Tij} \left(j \frac{\omega - 2\pi p}{MT_s} \right) \right\}, \quad i, j = 1, 2 \quad (3.25)$$

5. Cada um dos sinais $V_{ij}(e^{j\omega})$ vê a sua frequência de amostragem aumentada por um factor de \sqrt{M} resultando nos seguintes sinais:

$$U_{ij}(e^{j\omega}) = \frac{1}{MT_s} \left\{ \sum_{p=-\infty}^{\infty} X \left(j \frac{\omega}{\sqrt{MT_s}} - j \frac{2\pi p}{MT_s} \right) H_{Tij} \left(j \frac{\omega}{\sqrt{MT_s}} - j \frac{2\pi p}{MT_s} \right) \right\}, \quad i, j = 1, 2$$

Note-se que este sistema só será viável se \sqrt{M} for inteiro, pois apenas é possível introduzir um número inteiro de amostras no sinal digital.

6. Como o aumento de amostragem introduz imagens ao espectro do sinal²⁴, é necessário realizar uma operação de filtragem antes de se juntarem ambos os sinais, resultando depois no sinal Y_m . Note-se, no entanto, que no sistema da figura 3.6 estes filtros têm uma redução da frequência de amostragem por um factor de \sqrt{M} . Tal deve-se à separação da operação de aumento de frequência de amostragem

²⁴ Anexo A.2.2

para dois momentos distintos por forma a incluírem-se também os filtros \hat{F}_m na reconstrução do sinal. Assim, pelas identidades nobres dos sistemas multicaência²⁵, os filtros de síntese intermédios $F_{ij}(Z)$ devem ver reduzida a sua frequência de amostragem.

$$Y_m(e^{j\omega}) = \frac{1}{MT_s} \left\{ \sum_{p=-\infty}^{\infty} X \left(j \frac{\omega}{\sqrt{MT_s}} - j \frac{2\pi p}{MT_s} \right) \left(\sum_{i,j=1}^{\sqrt{M}} H_{Tij} \left(j \frac{\omega}{\sqrt{MT_s}} - j \frac{2\pi p}{MT_s} \right) F_{ij}(e^{j \frac{\omega}{\sqrt{M}}}) \right) \right\}, m = 1 \dots \sqrt{M} \quad (3.26)$$

7. Faltam ainda reconstruir os \sqrt{M} sinais resultantes. Para tal aumenta-se a frequência de amostragem por um factor de \sqrt{M} e filtram-se os sinais através do segundo processo de síntese. A reconstrução é concluída com a soma dos sinais:

$$Y(e^{j\omega}) = \frac{1}{MT_s} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \left\{ X \left(j \frac{\omega}{T_s} - j \frac{2\pi p}{MT_s} \right) \left(\sum_{i,j=1}^{\sqrt{M}} H_{Tij} \left(j \frac{\omega}{T_s} - j \frac{2\pi p}{MT_s} \right) F_{ij}(e^{j\omega}) \right) \right\} \sum_{m=1}^{\sqrt{M}} \hat{F}_m(e^{j\omega}) \quad (3.27)$$

8. Tal como na secção anterior, é possível reescrever estas equações considerando um domínio completamente digital, isto é, admitindo que $X(j \frac{\omega}{T_s})$ e $H_{Tij}(j \frac{\omega}{T_s})$ podem ser substituídos pelos seus equivalentes digitais $\tilde{X}(e^{j\omega})$ e $\tilde{H}_{Tij}(e^{j\omega})$. Assim sendo, tem-se:

$$Y(e^{j\omega}) = \frac{1}{MT_s} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \left\{ X \left(e^{j(\omega - \frac{2\pi}{M} p)} \right) T_p(e^{j\omega}) \right\} \quad (3.28)$$

onde

$$T_p(e^{j\omega}) = \left(\sum_{i,j=1}^{\sqrt{M}} H_{Tij} \left(e^{j(\omega - \frac{2\pi}{M} p)} \right) F_{ij}(e^{j\omega}) \right) \sum_{m=1}^{\sqrt{M}} \hat{F}_m(e^{j\omega}) \quad (3.29)$$

A equação de saída é em todo semelhante à equação (3.8) obtida na secção anterior o que prova a viabilidade do sistema de síntese digital em dois andares. Assim, no caso do banco de síntese em dois andares, para se reconstruir digitalmente o sinal será apenas necessário conhecer a resposta individual de cada banco filtros criado, ou seja, é necessário “inverter” individualmente cada multiplexer analógico usado, e combinar as respostas obtidas cumprindo a sequência anteriormente explicada.

Por outro lado, no caso do banco de síntese admitir apenas um andar com M filtros de síntese, como sugere a figura 3.7, a última equação pode ser escrita de outra forma:

$$T_p(e^{j\omega}) = \sum_{i,j=1}^{\sqrt{M}} H_{Tij} \left(e^{j(\omega - \frac{2\pi}{M} p)} \right) \sum_{m=1}^M F_m(e^{j\omega}) \quad (3.30)$$

Da observação desta última equação, verifica-se que passam a ser contabilizados M filtros de síntese em apenas um andar. Estes filtros serão obtidos através da inversão de H_{Tij} , que corresponde à resposta combinada dos filtros do primeiro e segundo andar do banco de análise previsto no *Front-End de Software Defined Radio* proposto nesta tese. Para efeitos de estudo completo do sistema de bancos de filtros, esta opção deverá ser a mais simples de implementar, mas também deverá ser a mais exigente em termos de requisitos computacionais - neste caso é necessário inverter M filtros em simultâneo, enquanto no caso anterior seria necessário inverter apenas \sqrt{M} filtros de cada vez, combinando no fim as suas respostas.

As próximas secções declinam-se sobre estudo e desenvolvimento de novos multiplexers onde vários dispositivos serão testados. Na Parte IV, o potencial de “inversão” de cada multiplexer será avaliado.

²⁵Anexo A.2.3

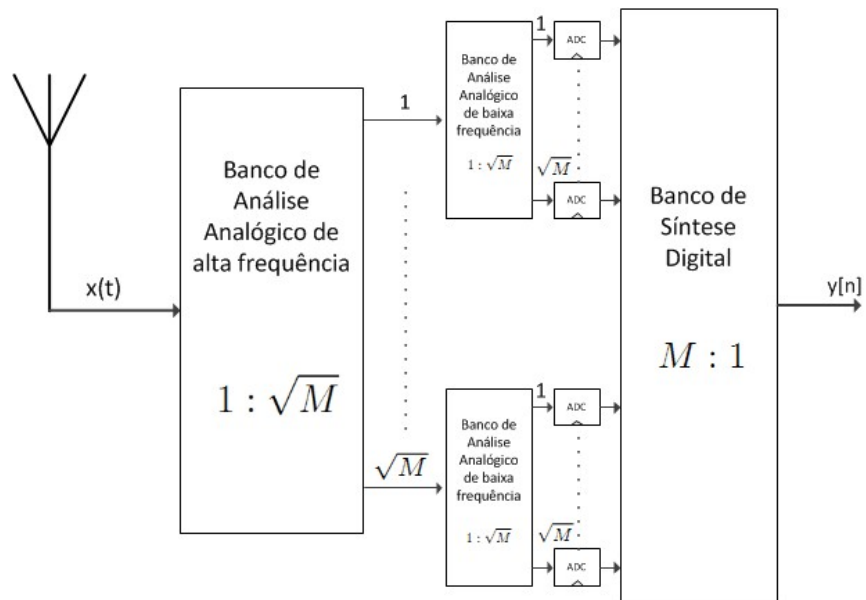


Figura 3.7: Banco de Filtros Híbrido com dois andares de análise e apenas um de síntese

Parte III

Desenho do Banco de Análise

Esta parte é dedicada ao estudo dos dispositivos que serão usados para implementar o banco de análise analógico dos *Front-Ends* propostos nesta tese. São apresentados diferentes configurações que darão licença à divisão do sinal de entrada em várias bandas contíguas em frequência. O dispositivo em questão é o multiplexer. São apresentadas versões de multiplexers para alta-frequência e para frequências intermédias.

4 Estado da Arte dos Multiplexers

A multiplexagem em frequência é uma operação que se baseia na utilização de vários filtros, com respostas diferentes em frequência, e que de alguma forma são acoplados a uma porta de entrada comum. A multiplexagem em frequência é, no fundo, a operação prevista pelo banco de análise num Banco de Filtros Híbrido.

Embora o estudo de Bancos de Filtros Híbridos se estenda desde há quase duas décadas, pouco ou mesmo nada é referido à forma como é realizada a divisão do sinal analógico em várias bandas. Na verdade, o exercício de construção do banco de análise analógico não se limita a uma maior ou menor habilidade no desenho dos filtros individuais. Na prática, se simplesmente se ligarem os filtros analógicos da figura 3.4 a uma porta de entrada comum, verificar-se-á uma degradação individual das respostas de cada filtro. Tal acontece pois as características de reflexão de uns filtros interferem com as características de transmissão de outros, criando-se um efeito de interação entre filtros que origina um reposicionamento dos pólos e zeros do sistema combinado. Este problema é magnificado quando se pretende fazer a canalização em frequência de bandas muito próximas entre si, havendo nesses casos uma maior interação entre as respostas dos filtros.

Nesta tese de mestrado, o dispositivo escolhido para o desenho do banco de análise analógico é o multiplexer. Os multiplexers são dispositivos que permitem o acoplamento de vários filtros com respostas contíguas em frequência a uma porta comum. O melhor multiplexer é aquele que garante uma mínima degradação da resposta prevista para os filtros individuais. Quanto mais próximas em frequência estiverem as respostas dos filtros, maior vai ser a propensão para a interação entre estes. Assim, os multiplexers devem garantir um grande isolamento entre canais e uma boa adaptação na perspectiva da porta de entrada.

O estudo dos multiplexers foi essencialmente potenciado pela engenharia espacial. Perante a dificuldade de desenho de amplificadores de potência e LNAs com um nível aceitável de linearidade para uma vasta largura de banda[37], os engenheiros optaram por separar o sinal em diferentes canais, usando assim amplificadores com performance dedicada a menores larguras de banda. Várias configurações foram propostas, sendo a maior parte implementações em guias de onda[38] ou *cavity filters*. A sua superior performance é no entanto contrabalançada pelas suas exageradas dimensões e peso que no caso da engenharia espacial não constituem um problema.

Por outro lado, existem configurações que permitem a implementação com elementos discretos ou tecnologia planar, tornado-as mais adequadas para comunicações rádio móveis. Uma solução engenhosa passa pelo uso de *directional filters*, que são filtros desenhados especificamente para a separação de canais [39, 40].

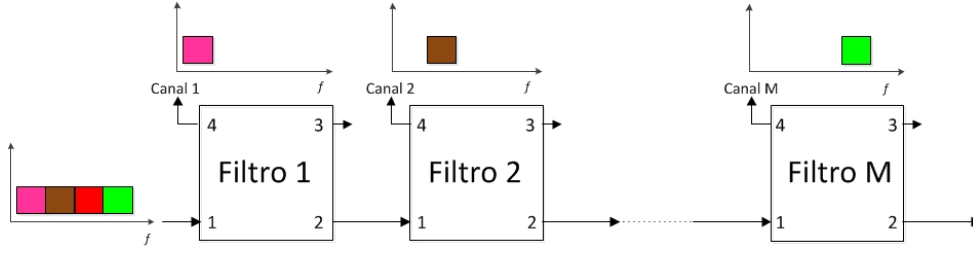


Figura 4.1: Filtros Direccionais em cascata de forma a fazer a canalização em frequência

Os *Directional Filters* (figura 4.1) são filtros de 4 portas que apresentam uma resposta passa-banda entre as portas 1 e 4, e uma resposta rejeita-banda complementar entre as portas 1 e 2. Idealmente, à frequência central de cada filtro, não há potência transmitida para a porta 3 nem potência reflectida para a porta 1. Colocando diversos filtros em cascata é possível obter uma segmentação do sinal de entrada em diferentes bandas de frequência. O problema é que cada filtro, já que é balanceado, precisa do dobro dos componentes usados numa realização convencional, o que para todos os efeitos acaba por resultar em estruturas caras e complexas.

Outra solução para elementos discretos é o *Circulator-Coupled* multiplexer que usa circuladores para acoplar e isolar os filtros de cada canal. Tem a vantagem de se poderem desenhar os filtros pelos métodos convencionais, ao contrário dos *Directional Filters*. As desvantagens são as perdas por inserção introduzidas pelos circuladores, sendo que os canais de mais alta frequência terão uma atenuação considerável. Além disso, os circuladores são dispendiosos e podem trazer problemas de intermodulação.

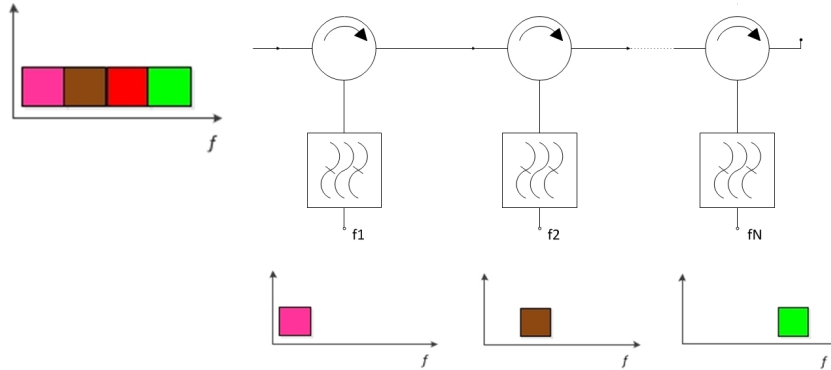


Figura 4.2: O *circulator-coupled* multiplexer

Uma solução possivelmente mais barata será usar acopladores híbridos em vez dos circuladores, sendo estes mais baratos e com menores problemas de intermodulação (*Hybrid Coupled Mux*). As desvantagens dessa configuração é que são precisos 2 acopladores híbridos e 2 filtros idênticos por cada canal, resultando em grandes complexidades esquemáticas e circuitos de grandes dimensões.

A tecnologia planar poderá também ser uma solução para o desenho do multiplexer. Essa tecnologia permite realizações com reduzidas dimensões, baixo custo de implementação e bom comportamento a altas frequências. Infelizmente, não há um estudo alargado sobre a arte dos multiplexers em tecnologia planar, pelo que ela peca de modelos matemáticos precisos que permitam uma sintonização analítica nos seus projectos. Recentemente, com o crescimento das comunicações multibanda, têm vindo a ser sugeridos multiplexers baseados em tecnologia planar através de configurações *Stepped Impedance*, *Interdigital filters*, *Parallel-Coupled lines*, etc. No entanto, esses multiplexers são quase sempre limitados a três ou quatro

canais e raramente contíguos em frequência [41, 42]. Em [43] foi apresentado o Ring-Manifold Multiplexer, para o qual os autores garantem a divisão do sinal de entrada em 4 bandas contíguas em frequência. Posteriormente ver-se-á que tal não é verdadeiro.

Assim, um dos objectos de estudo desta tese de mestrado passa pela criação de multiplexers em tecnologia planar para a aplicação num Banco de Filtros Híbrido, por forma a melhorar-se a velocidade e a resolução de conversão das ADCs. Dependendo do sucesso da implementação, esta será efectivamente a primeira vez que multiplexers em tecnologia *Microstrip* são desenhados para a segmentação de um sinal em oito bandas contíguas em frequência.

5 Multiplexer de Alta Frequência

Nesta secção será desenhado o multiplexer e os filtros a aplicar no primeiro andar do sistema de recepção proposto. O estado da arte dos multiplexers apresenta uma montra de propostas viáveis em termos de produto final, mas também dispendiosas em tempo de Design ou em tecnologia adicional. O objectivo para este ponto é criar um multiplexer funcional, compacto, simples e de baixo custo, para além de tentar evitar períodos adicionais de calibração do sistema após a sua concretização. A tecnologia escolhida para a implementação será o *Microstrip*. Infelizmente, o desenho de multiplexers em tecnologia planar é também um tema obscuro. Na verdade, não há referência à existência de multiplexers em tecnologia planar que realizem a divisão em mais do que 4 bandas e que sejam contíguas em frequência. Assim, o desenho de um multiplexer de 8 canais deverá ser um desafio interessante.

O primeiro exercício no desenho do multiplexer de alta frequência é o desenho dos filtros elementares que garantem as especificações em frequência desejadas. A segunda tarefa será o desenvolvimento da estrutura (Multiplexer) que permite acoplar os diferentes filtros sem que isso resulte na degradação da sua resposta. O estudo de cada multiplexer proposto começa pela análise simplificada para quatro canais e considerando linhas de transmissão ideais. Se a proposta for considerada viável, será então escalada para 8 canais. Dos diferentes multiplexers sugeridos serão escolhidos dois para produção em tecnologia planar *Microstrip*. A escolha da melhor opção terá como base os resultados de simulações obtidas através de dois simuladores de microondas - *Microwave Office* e *Advanced Design Systems*.

Note-se que o tema em discussão está associado a conceitos de rádio-frequência. Para um melhor entendimento dos conceitos usados neste capítulo, recomenda-se a leitura dos Anexos sobre linhas de transmissão (Anexo B.1), VSWR (Anexo B.1.2), coeficiente de reflexão (Anexo B.1.1), transformadores de impedância (Anexo B.2) e atraso de grupo (Anexo B.6)

5.1 Desenho dos Filtros de Alta frequência

Nesta secção serão desenvolvidos os filtros a aplicar no Multiplexer de Alta Frequência. Na secção seguinte serão desenhados os Multiplexers que permitem ligar estes filtros a uma porta de entrada comum sem degradar a sua resposta em frequência. De seguida apresentam-se as gamas de frequências desejadas para cada canal do primeiro andar do sistema, e portanto, as gamas de frequência associadas à resposta de cada filtro:

Canal	f_{corner_L}	f_{corner_H}
1	1.3 GHz	1.35 GHz
2	1.35 GHz	1.4 GHz
3	1.4 GHz	1.45 GHz
4	1.45 GHz	1.5 GHz
5	1.5 GHz	1.55 GHz
6	1.55 GHz	1.6 GHz
7	1.6 GHz	1.65 GHz
8	1.65 GHz	1.7 GHz

Tabela 1: Frequências de corte dos filtros de canais

Para se ter uma ideia do nível de exigência relativamente aos filtros a desenhar, pode calcular-se o seu

factor de qualidade (*loaded quality factor*)²⁶ máximo necessário:

$$Q = \frac{f_o}{\Delta f} \Rightarrow Q_{max} = \frac{1.675}{0.05} = 33.5 \quad (5.1)$$

Verifica-se que o factor de qualidade não constitui um obstáculo à realização dos filtros em tecnologia *Microstrip* - para o substrato que será usado (Cer-10 da Tatonic²⁷) deverá ser possível um factor de qualidade de cerca de 100, considerando um sistema de 50Ω [18]. Ainda assim, esta tecnologia apresenta um *unloaded quality factor* que é finito e limitado, pelo que resultará em perdas na resposta do filtro. Assim, os filtros serão apenas de ordem 3 por forma a reduzir o seu *Insertion Loss*²⁸. Para relaxar a interacção entre filtros definiu-se a frequência de corte a $6dB$ para todos os filtros, conferindo assim um maior afastamento em frequência entre os pólos de cada filtro.

Finalmente, os filtros serão do tipo Butterworth por ser de implementação simples e por não apresentarem *ripple*. É preciso lembrar que os filtros vão sofrer uma forte interacção entre si, pelo que é vantajoso evitar grandes complexidades no seu desenho. Além disso, a própria inversão digital dos filtros de análise parece ser mais simplificado para esse tipo de realização[24] - no artigo referido os autores testam diferentes realizações analógicas e provam que a realização Butterworth é, das realizações convencionais a que induz menor *aliasing* e distorção no processo de inversão dos filtros.

Falta ainda referir que os filtros serão desenhados através da técnica *Parallel-Coupled Lines* (figura (5.1)) e sintonizados para uma impedância característica $Z_o = 50\Omega$.

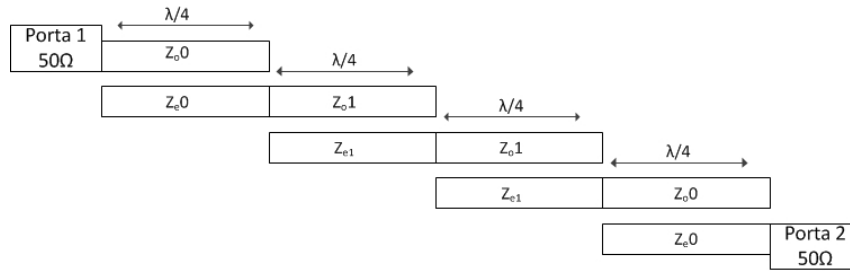


Figura 5.1: Realização Parallel-Coupled para um filtro passa-banda de 3ª ordem

Os filtros foram desenhados através do *wizard* do simulador. A figura 5.2 apresenta as respostas de transmissão dos 8 filtros desenhados sem perdas.

Agora, se estes filtros forem simplesmente conectados entre si a uma porta de entrada comum, verão individualmente uma degradação da sua resposta em frequência. Este efeito acontece porque as características de reflexão de cada um dos filtros interfere com as características de transmissão dos filtros que lhe são adjacentes em frequência, resultando em inúmeras desadaptações espalhadas em frequência, tal como mostra a figura 5.3. Da observação desse efeito, percebe-se a necessidade de se criar uma estrutura que permita um isolamento entre canais de modo a que os filtros não interfiram destrutivamente entre si.

²⁶ Anexo B.5

²⁷ Anexo (B.4.1)

²⁸ Perdas de transmissão da entrada para a saída do filtro

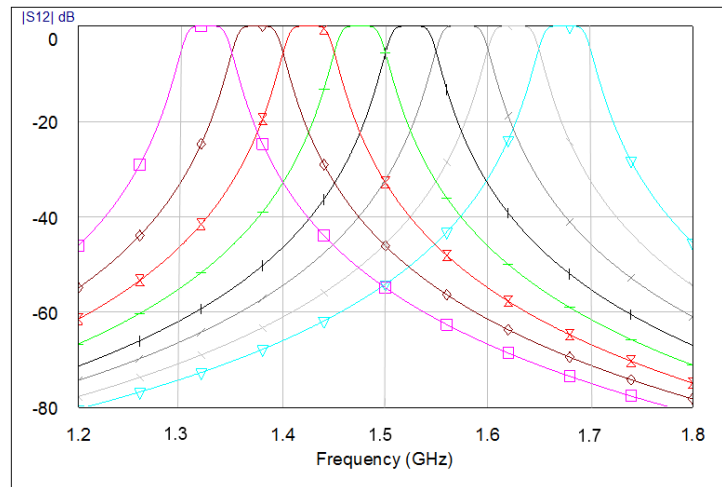


Figura 5.2: Respostas dos filtros desenhados

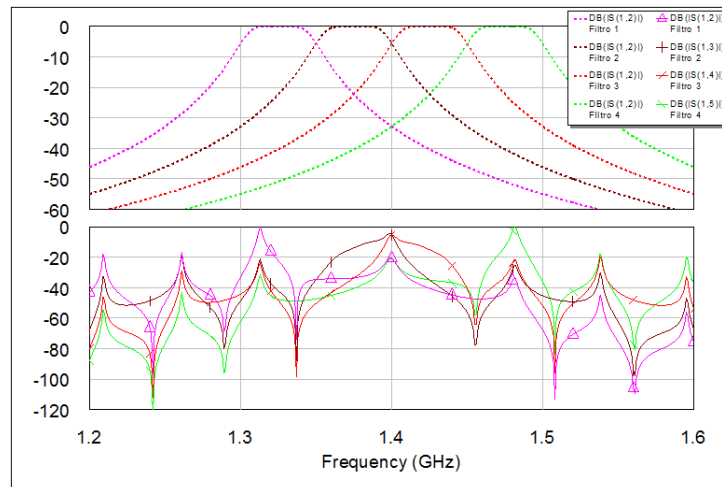


Figura 5.3: Resposta ideal dos 4 filtros (em cima) e a resposta dos mesmos quando conectados a uma porta comum (em baixo).

5.2 Ring-Manifold Multiplexer

5.2.1 Introdução

Para o desenho do Multiplexer de alta frequência, estudou-se a proposta sugerida em [43]. Neste artigo científico, os autores garantem ser possível a divisão de um sinal em quatro bandas com uma interacção mínima entre os filtros de canal e sem necessidade de reajustar os parâmetros dos filtros após a junção destes ao multiplexer. Neste ponto, verifica-se se esta configuração preenche os requisitos para a aplicação no sistema de recepção.

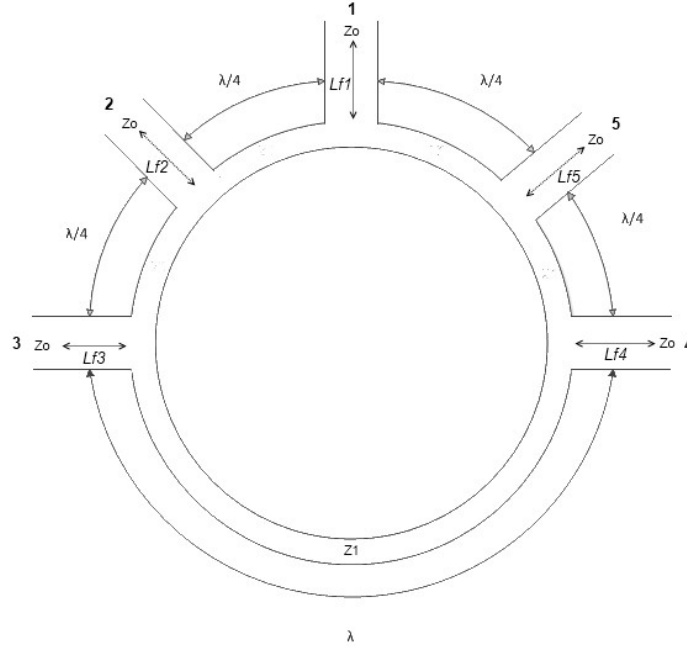


Figura 5.4: Ring-Manifold Multiplexer

Na figura 5.4 está representado o Ring-Manifold Multiplexer com 5 canais. A porta 1 corresponde ao canal de entrada e os filtros desenhados anteriormente são acoplados às restantes portas de forma ordenada.

Porta	Função
1	Entrada
2	1º Filtro de canal
3	2º Filtro de canal
4	3º Filtro de canal
5	4º Filtro de canal

Tabela 2: A orientação das portas do Ring-Manifold Multiplexer de 4 canais

No Ring-Manifold Multiplexer os canais estão separados entre si por linhas de comprimento $\lambda/4$, excepto os canais 3 e 4. Na verdade, em linhas de transmissão as condições de linha invertem-se a cada $\lambda/4$ - um pólo de transmissão a uma distância de $\lambda/4$ é visto como um zero de transmissão. Assim o Ring-Manifold

Multiplexer usa essa separação para garantir um isolamento artificial entre os seus canais. Por outro lado, as condições de linha repetem-se a cada $\lambda/2$ - Um pólo de transmissão a uma distância de $\lambda/2$ é visto também como um pólo de transmissão. Assim, o anel tem de apresentar comprimento múltiplo de $\lambda/2$, que neste caso é de 2λ , para garantir uma coerência nas condições de linha ao longo da sua extensão. Note-se que os canais 3 e 4 estão separados por um comprimento de $\lambda/2$ pelo que partilham das mesmas condições de estacionariedade. Isso significa que se uma desadaptação acontecer à entrada do canal 3, para a mesma frequência, essa desadaptação marcará presença à entrada do canal 4. O mesmo acontece entre o canal 2 e 5. Portanto, para uma determinada frequência, alguns canais apresentam condições de linha iguais e outros condições invertidas dependendo da distância que os separa, $\lambda/2$ ou $\lambda/4$ respectivamente.

O comprimento l efectivo do anel é definido a partir da frequência central a todos os 4 canais:

$$l = 2 * \lambda_c = 2 * \frac{v_p}{f_c} \quad (5.2)$$

onde λ_c é o comprimento de onda à frequência central f_c , a qual é dada por:

$$f_c = \frac{f_1 + f_2 + f_3 + f_4}{4} \quad (5.3)$$

Cada filtro é depois conectado ao anel através de uma linha de impedância característica Z_o , cujo comprimento Lf_i deve ser ajustado individualmente para cada canal.

Um exercício interessante será descobrir qual o valor de Z_1 , a impedância característica do anel, que garante a melhor condição de adaptação para o multiplexer. Considere-se que a impedância vista na perspectiva da porta 2, à frequência central f_c , é dada por $Z_{in2}@f_c$. Nesse caso, a porta 2 vê dois transformadores de $\lambda/4$ em paralelo onde cada um apresenta a seguinte impedância de entrada²⁹:

$$Z_{in2 \rightarrow 1} = Z_{in2 \rightarrow 3} = \frac{Z_1^2}{Z_o}, @f_c \quad (5.4)$$

onde $Z_{in2 \rightarrow 1}$ é a impedância vista do canal 2 para a entrada e $Z_{in2 \rightarrow 3}$ a impedância vista do canal 2 para o canal 3. Assim, na perspectiva da porta 2 são vistas essas duas quantidades em paralelo:

$$Z_{in2} = Z_{in2 \rightarrow 1} || Z_{in2 \rightarrow 3} = \frac{Z_1^2}{2 * Z_o}, @f_c \quad (5.5)$$

Para garantir um VSWR³⁰ baixo é importante que cada porta esteja adaptada, isto é, que a impedância vista por essa porta seja igual à sua própria impedância característica. Assim, pode escrever-se:

$$Z_{in2} = Z_o = \frac{Z_1^2}{2 * Z_o}, @f_c \quad (5.6)$$

Resolvendo a equação anterior em ordem a Z_1 chega-se ao valor de impedância característica que melhor adapta o sistema para a frequência central:

$$Z_1 = \sqrt{2} * Z_o, @f_c \quad (5.7)$$

$$Z_o = 50\Omega \implies Z_1 = 70.71\Omega \quad (5.8)$$

Para sintonizar este multiplexer, faltam ainda calcular os comprimentos das *feed lines* Lf_i , as linhas de impedância característica Z_o que realizam o acoplamento dos filtros ao anel. Para esse efeito, os autores em [43] propõem a resolução do seguinte sistema:

²⁹ A dedução da equação que dá a impedância de entrada num transformador de $\lambda/4$ pode ser analisada no anexo B.2

³⁰ Anexo B.1.2

$$\begin{cases} B_{in13} + B_{in14} + B_{in15} = 0 & @f_1 \\ B_{in12} + B_{in14} + B_{in15} = 0 & @f_2 \\ B_{in12} + B_{in13} + B_{in15} = 0 & @f_3 \\ B_{in12} + B_{in13} + B_{in14} = 0 & @f_4 \end{cases} \quad (5.9)$$

onde B_{in1k} , $k = 2...5$ é a susceptância de cada filtro vista na perspectiva da porta de entrada. Resolver este sistema, significa encontrar os tamanhos Lf_i das *feed lines* que garantem que a reactância total, vista na perspectiva da porta de entrada, seja zero para a frequência central de cada filtro - um filtro à sua frequência de ressonância deve apresentar reactância nula.

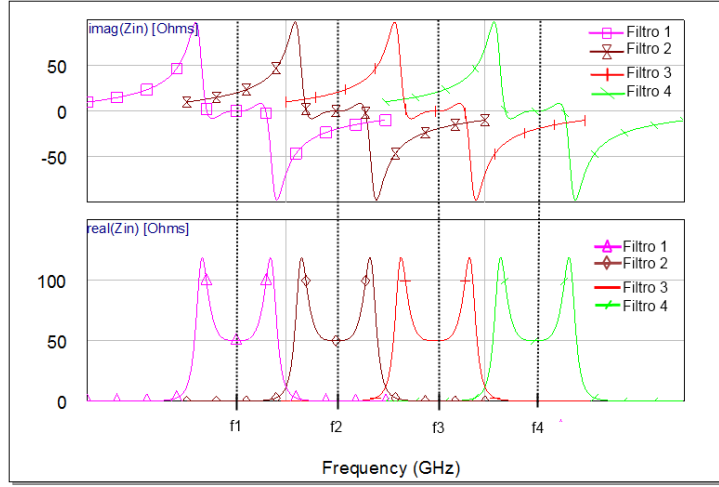


Figura 5.5: Impedância de entrada de cada filtro. Resistência em baixo, Reactância em cima

A figura 5.5 mostra, para a gama de frequências em questão, o comportamento da impedância de entrada dos 4 filtros isolados. Como se pode verificar, a reactância de entrada dos filtros isolados só se aproxima de zero para frequências centrais e para as frequências mais afastadas da sua frequência central. Por acréscimo, em linhas de transmissão os parâmetros são distribuídos, sendo que estes repetem-se a cada comprimento de $\lambda/2$ da mesma linha. Assim, significa que a reactância não nula verificada pelo filtro 3 à frequência f_2 , por exemplo, vai aparecer à entrada do canal do filtro 2 para a mesma frequência, já que estes se encontram distanciados de $\lambda/2$. Essa situação irá naturalmente alterar as características do filtro 2 na perspectiva da porta de entrada, resultando na degradação da transmissão para esse canal. A mesma situação pode acontecer para os restantes filtros e restantes frequências centrais. Assim, a equação (5.9) propõe que se introduzam linhas de separação entre o anel e a entrada do filtro (*feed lines*) para tentar evitar este efeito através de um distanciamento físico mais apropriado entre os filtros.

5.2.2 Simulação do Ring-Manifold Multiplexer

Antes de se incluir os filtros à simulação, é conveniente observar a resposta em frequência do multiplexer terminado apenas com cargas adaptadas. A figura 5.6 mostra a resposta do Ring-Manifold Multiplexer terminado com cargas de 50Ω para $Z_o = 50\Omega$, $f_{central} = 1.5GHz$ e $Lf_i = 0$. Na figura 5.6(a) é possível observar os coeficientes de transmissão entre a porta de entrada e as restantes portas. Verifica-se, como esperado, que os canais 2 e 5 partilham dos mesmos índices de transmissão, bem como os canais 3 e 4.

Na figura 5.6(b) está representado o isolamento entre as portas onde serão colocados os filtros. Nesta última, é possível verificar que os parâmetros $|S_{25}|$ e $|S_{34}|$, que representam o isolamento entre os canais

descritos, revelam-se fracos para a gama de frequências desejadas. Tal deve-se ao facto de esses canais partilharem as mesmas condições VSWR³¹ já que se encontram separados apenas por um comprimento de linha de $\lambda/2$. O parâmetro $|S_{25}|$ será menos problemático pois os filtros a colocar nos canais 2 e 5 não são contíguos em frequência o que, em princípio, minimiza a interacção entre as suas singularidades. No entanto, os filtros de canais 3 e 4 serão contíguos em frequência o que indica que haverá uma forte interacção entre ambos, podendo resultar na degradação da sua resposta individual.

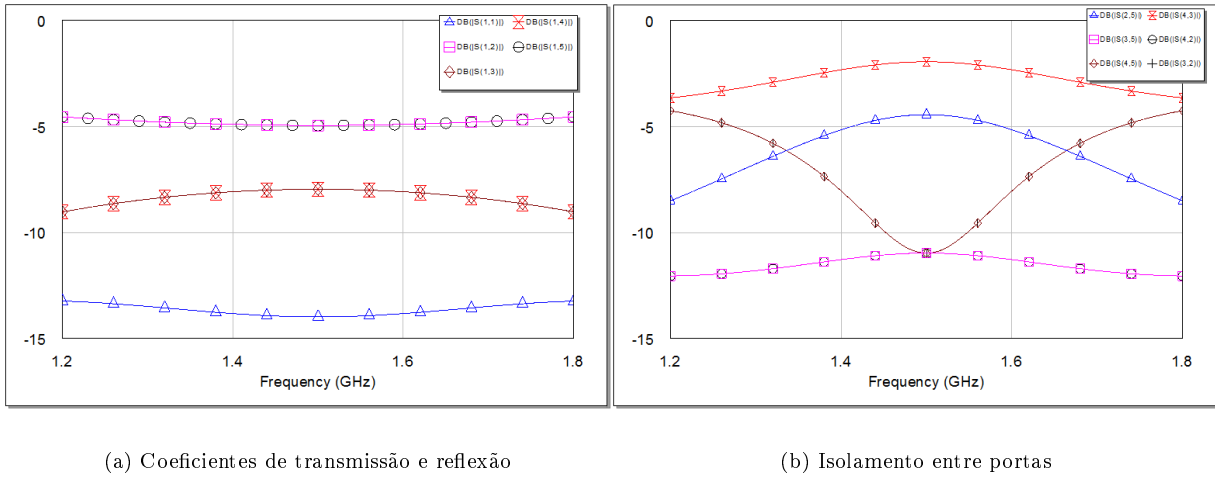


Figure 5.6: Os coeficientes de transmissão entre cada porta e a entrada; À direita, o isolamento entre canais

Para a próxima simulação foram acoplados os 4 primeiros filtros de canais definidos na secção 5.1 e, portanto, o circuito foi desenhado para uma frequência central $f_c = 1.4GHz$. A seguinte imagem mostra as duas respostas possíveis para esse circuito:

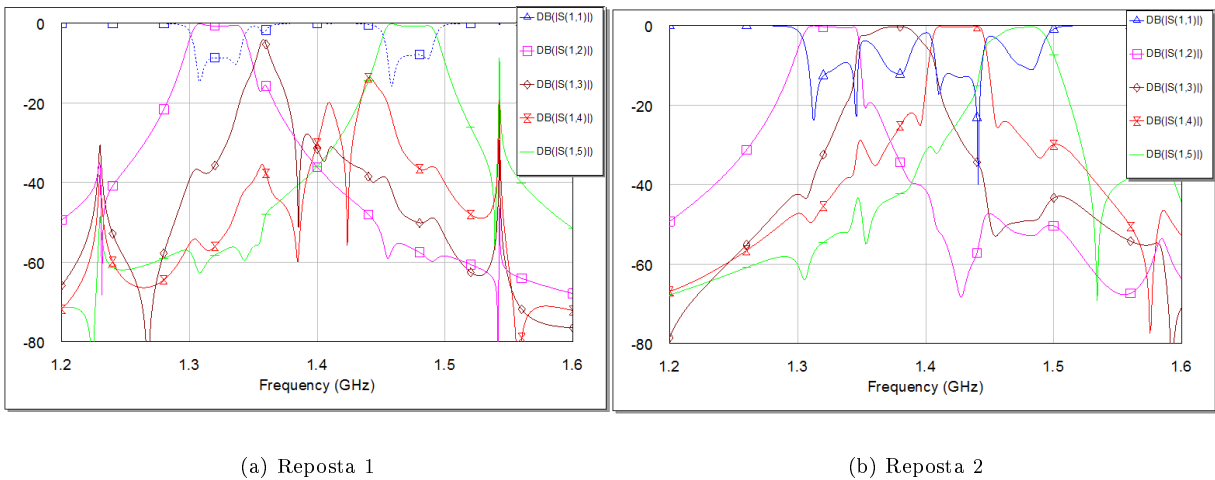


Figure 5.7: Duas das respostas possíveis do Ring-Manifold Multiplexer convencional

³¹Anexo B.1.2

A figura 5.7 mostra as respostas em frequência do Ring-Manifold Multiplexer para dois casos diferentes de sintonização das *feed lines*. Em ambos os casos, verifica-se uma degradação da resposta dos filtros comparativamente com a sua resposta original. As principais razões para este mau comportamento estão associadas ao que foi referido anteriormente: o mau isolamento simultâneo entre os canais 3 e 4 ($|S_{34}|$) e os canais 2 e 5 ($|S_{25}|$) resulta na degradação do primeiro par ou na degradação do segundo par. Como havia sido referido, as interações entre os canais 3 e 4 são mais fortes já que estes são contíguos em frequência. Conclui-se então que a equação (5.9) não converge a zero para todas as frequências centrais desejadas.

Uma forma mais simples de entender este mau comportamento é assumir que a proximidade em frequência das respostas dos filtros e a partilha das mesmas condições de estacionariedade originam uma interferência entre as suas singularidades impedindo que as suas respostas individuais decorram com normalidade.

Em conclusão, o Ring-Manifold Multiplexer convencional funciona se os filtros tiverem alguma separação de frequência entre si, pois nesse caso a reactância de determinado filtro será mais baixa para cada frequência central dos seus filtros adjacentes. Assim, o Ring-Manifold Multiplexer apresentado em [43] não serve para aplicação no *Front-End* de *Software Defined Radio* proposto por esta tese pois não permite a divisão em sub-bandas contíguas em frequência. Nas próximas subsecções, algumas alterações à estrutura convencional do Ring-Manifold Multiplexer serão propostas no sentido de melhorar a sua resposta.

5.2.3 Alteração da Estrutura do Ring-Manifold Multiplexer Convencional

Nesta subsecção é alterada a estrutura do Ring-Manifold Multiplexer de modo a se obter melhor uma melhor resposta em frequência para cada canal. A nova estrutura resulta apenas de uma ligeira modificação na ordenação dos canais no multiplexer. Na subsecção anterior verificou-se que o maior problema no Ring-Manifold convencional provém do facto de os canais 3 e 4 serem adjacentes em frequência e partilharem as mesmas condições VSWR. Uma forma de evitar essa situação será remodelar a estrutura do multiplexer de modo a que os filtros com respostas contíguas em frequência estejam isolados através de condições VSWR distintas, ou seja, separados por um transformador de impedâncias. Na figura seguinte apresenta-se a nova disposição dos canais.

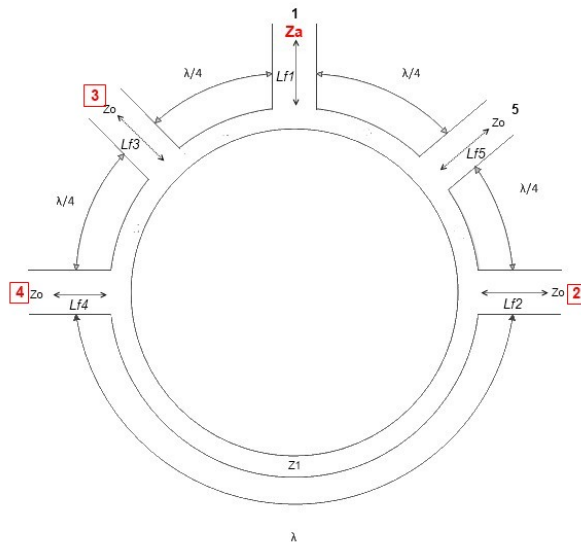


Figura 5.8: Ring-Manifold Multiplexer - Nova disposição dos canais

Se reparar, o sistema apresenta agora um maior equilíbrio já que não há filtros adjacentes em frequência que partilhem as mesmas condições de VSWR - os canais 3 e 4 estão separados por $\lambda/4$ e os canais 2 e 3

por $2\lambda/3^{32}$. Assim, deverá agora ser mais simples de garantir a proposição (5.9), isto é, deverá agora ser mais fácil de aproximar para zero a reactância vista pela porta de entrada às frequências de ressonância dos 4 filtros, havendo assim menores desadaptações para essas frequências.

Assim, com o simulador calculou-se o comprimento das *feed lines* e o optimizou-se Z_a por forma a melhorar a adaptação entre o anel e a porta de entrada, garantindo assim um melhor VSWR em toda a linha circular. A resposta da figura 5.9 foi obtida. . Da análise dessa figura verifica-se que há efectivamente uma

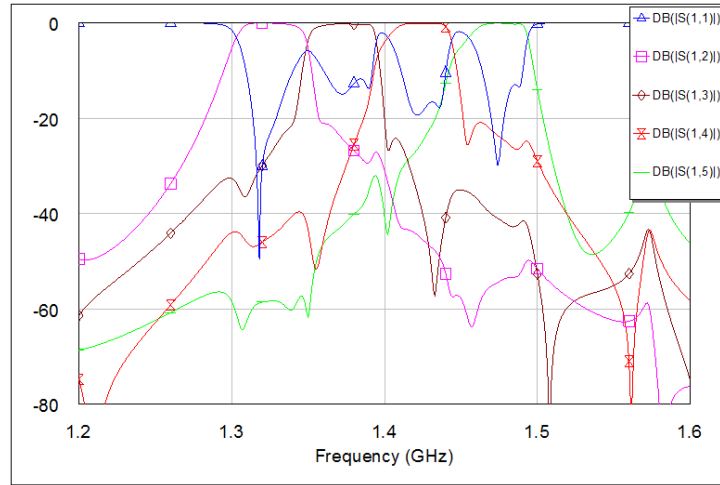


Figura 5.9: Resposta obtida para a nova ordenação de canais

melhoria comparativamente às respostas obtidas na subsecção anterior. Ainda assim, esta resposta não é satisfatória já que não há uma uniformidade comportamental entre os filtros de canal, verificando-se até ligeiras degradações nas respostas dos filtros. No entanto, também é interessante observar a ambivalência de algumas das interferências entre filtros, que tanto podem ser destrutivas como podem ser construtivas. Este efeito é apresentado na figura 5.10, onde, por exemplo, o segundo canal tem a sua resposta melhorada em termos de banda de transição e parecendo mais selectivo graças às interferências introduzidas no anel pelos canais adjacentes.

Repare-se que, como os canais 3 e 4 estão separados por $\lambda/4$, há uma inversão das condições de linha. Isto, significa que a presença de um pólo no canal 4 será visto como um zero na perspectiva do canal 3. Como os respectivos filtros são contíguos em frequência, esse zero fica localizado na banda de rejeição do canal 3 e vai melhorar a sua selectividade - o filtro passa a ter um comportamento elíptico apesar de a realização original ser *Butterworth*.

Desta última observação conclui-se que se for possível controlar as singularidades que cada filtro introduz no anel, será possível obter uma localização estratégica de interferências no anel, em espaço e frequência, de forma a que estas sejam cooperativas para selectividade final dos filtros. Este facto pode ser muito importante pois é necessário reconhecer que um isolamento ideal em linhas de transmissão é impossível de se obter na prática. Assim, em vez de lutar contra essa não idealidade, podemos lidar com ela, permitindo que mínimas interações entre filtros ocorram, mas tentando que estas sejam construtivas e não destrutivas.

5.2.4 Optimização por Deslocamento Construtivo de Interferências

Nesta subsecção vai tentar-se sintonizar o Ring-Manifold Multiplexer através de um deslocamento construtivo de interferências. A resposta obtida anteriormente, apesar de não ser viável para esta tese, é

³² $2\lambda/3$ tem o mesmo efeito que $\lambda/4$

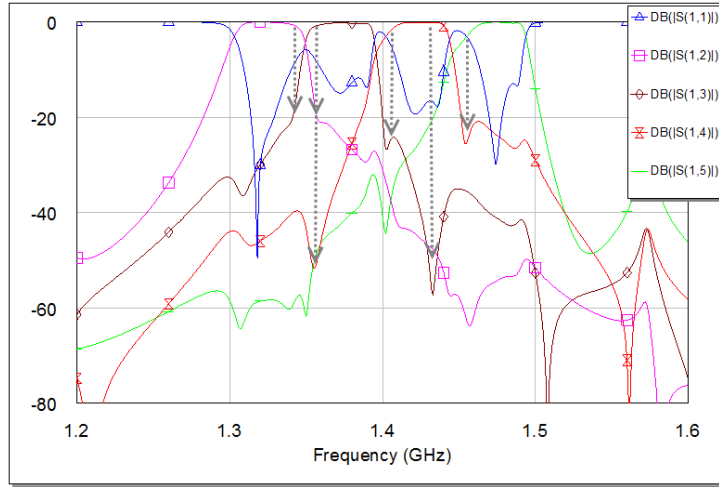


Figura 5.10: Resposta obtida - As interferências construtivas

efectivamente uma boa resposta quando comparada com a do Ring-Manifold convencional. Para além do mais, é obtida através de um processo de sintonização sintético, bastando o cálculo do comprimento das *feed lines* para se obter um bom ponto de funcionamento. Em oposição, os métodos aqui propostos para a sintonização construtiva das interferências são muito pouco controláveis e pouco sistemáticos. O facto de o anel ser um circuito fechado, onde a onda incidente se propaga em ambos os sentidos, faz com que o desenvolvimento de um modelo matemático de sintonização do multiplexer por deslocamento construtivo de interferências seja um exercício hercúleo. Para tal, seria necessário traçar relações entre a localização dos zeros no espaço e em frequência, o coeficiente de reflexão à entrada de cada porta e para cada frequência resultando num modelo com dezenas de variáveis. Assim, a sintonização desta configuração carece do recurso a um software de optimização iterativa.

No entanto, antes de se sintonizar o multiplexer, é necessário perceber em que parâmetros se deve agir de modo a se obter o efeito desejado. Considere uma linha de transmissão simples de impedância característica Z_0 e terminada por uma carga Z_L que representa a impedância de entrada de um filtro. Assim, a impedância de entrada do filtro, vista a uma distância d do mesmo³³ pode ser dada por:

$$Z(d) = Z_0 \cdot \frac{Z_L + j \cdot Z_0 \cdot \tan(\beta \cdot d)}{Z_0 + j \cdot Z_L \cdot \tan(\beta \cdot d)} \quad (5.10)$$

onde $\beta = 2\pi/\lambda$ é a constante de fase e $\lambda = v_p/f$ é o comprimento de onda para a frequência considerada. A equação anterior pode então ser reescrita da seguinte forma:

$$Z(d) = Z_0 \cdot \frac{Z_L + j \cdot Z_0 \cdot \tan\left(\frac{2\pi f}{v_p} \cdot d\right)}{Z_0 + j \cdot Z_L \cdot \tan\left(\frac{2\pi f}{v_p} \cdot d\right)} \quad (5.11)$$

Relembrando, queremos deslocar em frequência as desadaptações por forma a colocá-las em pontos estratégicos e construtivos. Por exemplo, essa desadaptação poderá ser um zero de transmissão com o objectivo de melhorar a selectividade de um filtro. Nesse caso seria desejável que $|Z(d)|$ fosse muito alta para a frequência em questão. Assim, assumindo que Z_L é constante (representa a impedância de entrada dos filtros e não os queremos alterar), então, para que à frequência f seja vista a desadaptação referida, basta calcular uma combinação viável entre Z_0 e d . Desta forma, no Ring-Manifold Multiplexer,

³³Anexo B.1.3

para se poder controlar a frequência em que ocorrem as desadaptações é necessário otimizar também os comprimentos e impedâncias características das linhas que desenham o anel de transmissão. Assim, para a optimização da resposta do multiplexer, a linha que desenha o anel vai ser segmentada em linhas de diferentes comprimentos e impedâncias características, tal como sugere a figura 5.11.

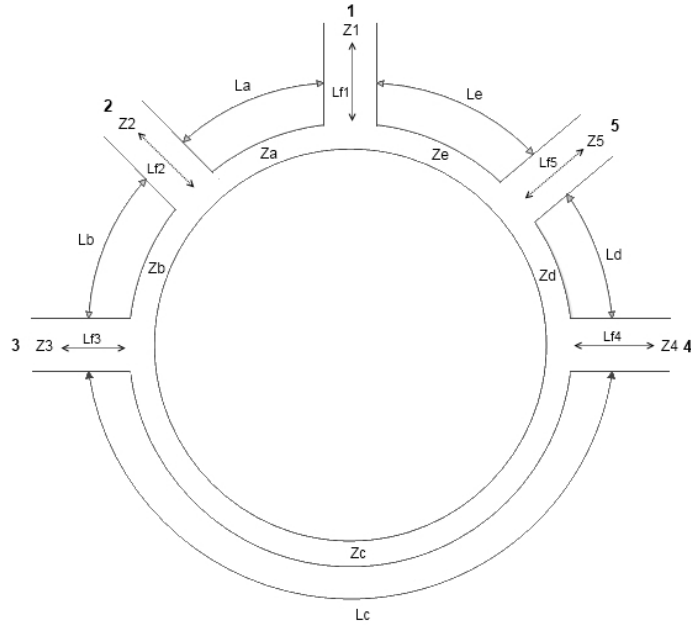


Figura 5.11: Ring-Manifold Multiplexer otimizado por deslocamento construtivo de interferências

Note-se que também as linhas que acoplam os filtros ao anel verão a sua impedância característica Z_i e comprimento de linha Lf_i personalizados, por forma a potenciar uma melhor adaptação ao sistema. No fundo, a equação (5.9) continua a ser válida, apenas o método que a garante é que foi mudado. Repare-se ainda que, com estas alterações, por razões práticas de desenho, a geometria da configuração pode alterar-se podendo ser necessário recorrer a um formato não circular para desenhar o multiplexer.

Para se obter a melhor sintonização dos parâmetros do Ring-Multiplexer usou-se o *optimizer* do simulador, que é uma funcionalidade que sintoniza iterativamente um sistema em função de objectivos finais impostos pelo utilizador. No caso deste multiplexer, esses objectivos estão relacionados com a garantia de um coeficiente de reflexão S_{11} mínimo na banda de passagem de cada filtro, bem como a garantia de perdas mínimas por inserção em cada banda - ao se impor estes objectivos está, de facto, a impor-se que à banda de passagem de cada canal, a reactância vista na perspectiva da porta de entrada seja aproximadamente zero. Os parâmetros a otimizar devem ainda estar confinados a uma gama saudável de realização prática - dificuldades tecnológicas podem limitar as escolhas das impedâncias características e para se poupar espaço deve-se limitar os comprimentos de linha. Além disso, o confinamento dos valores possíveis confere uma melhor orientação ao *optimizer* permitindo assim uma optimização com menores custos de processamento.

Simulação Para a optimização do Ring-Manifold Multiplexer, considerou-se os seguintes parâmetros variáveis:

$$\begin{cases} \{Za, Zb, Zc, Zd, Ze\} & \in [60\Omega, 80\Omega] \\ \{Z1, Z2, Z3, Z4, Z5\} & \in [40\Omega, 60\Omega] \\ \{Lf1, Lf2, Lf3, Lf4, Lf5\} & \in [0, 180^\circ] \\ \{La, Lb, Ld, Le\} & \in [80^\circ, 100^\circ] \\ Lc & \in [320^\circ, 400^\circ] \end{cases} \quad (5.12)$$

e os seguintes objectivos foram impostos:

$$\begin{cases} S_{11(dB)} < -13dB & @f_2, f_3, f_4, f_5 \\ S_{1k(dB)} = 0dB, k = 2...5 & @f_2, f_3, f_4, f_5 \end{cases} \quad (5.13)$$

A optimização automática deve ser acompanhada e faseada. Não se pode esperar que o *optimizer* convirja invariavelmente para a solução desejada. Alguns métodos de optimização são explicados no Anexo B.8. Após a convergência, o seguinte resultado foi obtido:

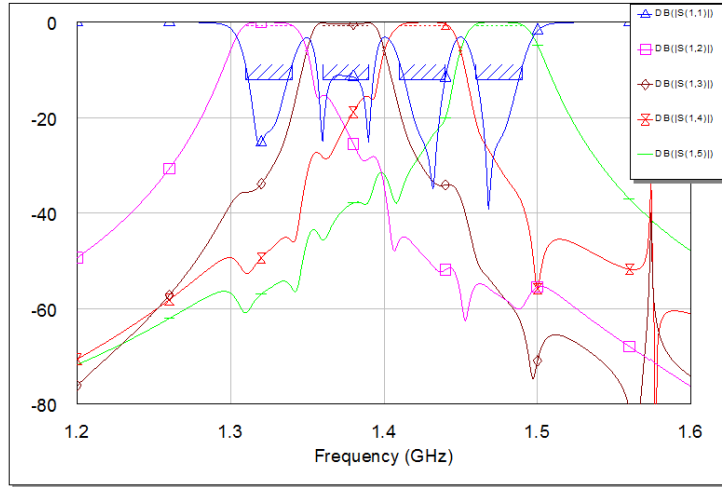


Figura 5.12: Resposta do Ring-Manifold Multiplexer optimizado 2

A figura 5.12 mostra a resposta obtida para o Ring-Manifold Multiplexer, optimizado por deslocamento construtivo de interferências. Verifica-se que os filtros de canal respeitam as frequências de corte pré-estabelecidas anteriormente, havendo uma uniformidade entre as respostas de cada canal. À banda de passagem de cada filtro, o sistema encontra-se adaptado na perspectiva da porta 1 apresentando um parâmetro $|S_{11}|$ inferior a $-13dB$, o que é um valor razoável. Finalmente, e como esperado, verifica-se que as respostas dos filtros foram melhoradas, sendo agora mais selectivas. Esse efeito é aqui garantido sem recorrer ao aumento da ordem dos filtros que, num circuito real, resultaria também num aumento de perdas devido ao limitado factor de qualidade da tecnologia planar.

A resposta anterior pode ainda ser melhorada em termos do parâmetro $|S_{11}|$. Para isso, considera-se agora um alargamento da gama variável para a impedância característica:

$$\begin{cases} \{Za, Zb, Zc, Zd, Ze\} & \in [30\Omega, 100\Omega] \\ \{Z1, Z2, Z3, Z4, Z5\} & \in [30\Omega, 100\Omega] \end{cases} \quad (5.14)$$

Estes novos limites dizem respeito à gama aceitável de implementação em *Microstrip*³⁴ para o substrato e dieléctrico a usar. A próxima figura mostra o resultado quando se alargam os limites dos parâmetros referidos:

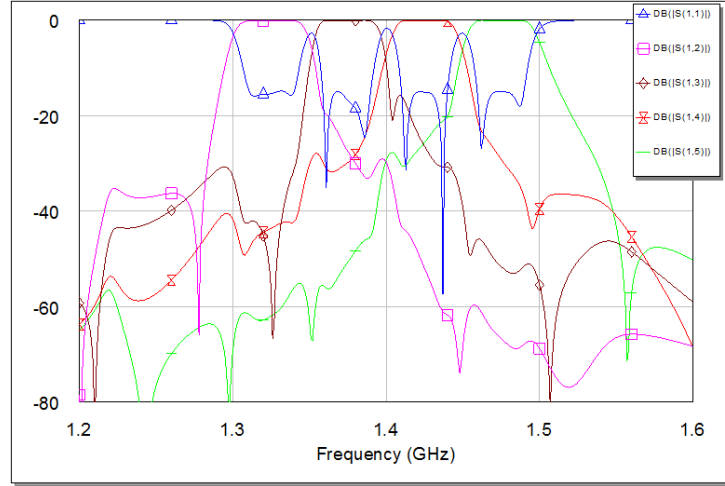


Figura 5.13: Ring resposta óptima 4 primeiros canais

Da figura 5.13 conclui-se que a resposta é óptima, havendo um aumento evidente da selectividade dos filtros sem efectivamente se aumentar a ordem destes. Em termos de adaptação, verifica-se que o parâmetro $|S_{11}|$ é inferior a $-15dB$ para cada banda, indicando que o sistema se encontra perto da proposição (5.9).

A tabela seguinte apresenta os valores que desenham o Ring-Manifold Multiplexer optimizado:

$f_c = 1.4GHz$	a	b	c	d	e
Z	79.86Ω	64.2Ω	80Ω	80Ω	73.88Ω
L_{phase}	100°	97.71°	380°	84.23°	81.48°
	1	2	3	4	5
Z	54Ω	90.3Ω	32Ω	30.89Ω	83.91Ω
L_{phase}	80.7°	100.7°	59.3°	9.86°	52.4°

Tabela 3: Valores característicos do Ring-Manifold Multiplexer optimizado

onde L_{phase} é o comprimento eléctrico em graus relativo à frequência central f_c considerada. É usado aqui pois é mais simples de generalizar. Para converter para comprimento real faz-se:

$$L = L_{phase} * \frac{\lambda_c}{360} \quad (5.15)$$

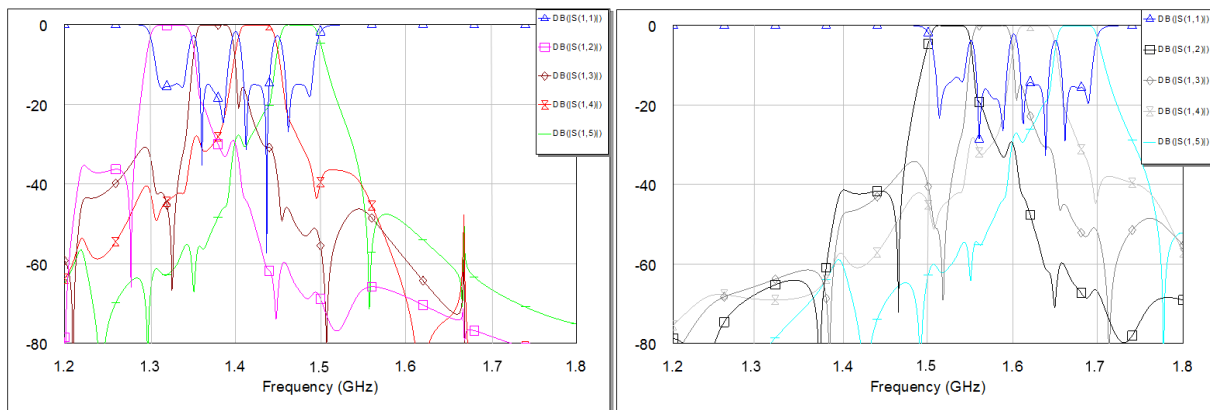
Devido aos méritos provados por esta configuração, ela será a escolhida para a implementação de 1:8 canais necessária para a construção do *Front-End* de *Software Defined Radio* proposto por esta tese.

³⁴Anexo B.4

5.2.5 Transladação Para Canais de Alta Frequência

Uma propriedade muito interessante em linhas de transmissão é a simplicidade em redesenhar um circuito já otimizado, para trabalhar de forma semelhante mas a frequências distintas. Para tal, basta fazer o *scaling* dos comprimentos de linha para irem de encontro às novas frequências desejadas. Neste caso concreto, o circuito anterior foi otimizado para trabalhar à frequência central de $1.4GHz$, isto é, para os 4 canais de menor frequência pré-estabelecidos na secção 5.1. Para construir agora um multiplexer semelhante, mas centrado a $1.6GHz$, frequência central aos 4 canais de maior frequência, basta apenas recalcular todos os comprimentos de linha usando a equação (5.15).

Assim, com grande simplicidade e sem recorrer a mais optimizações, obtém-se um segundo multiplexer para trabalhar a $1.6GHz$. A ideia será tentar agregar essas duas respostas obtendo-se no fim o multiplexer de 1:8 desejado para o *Front-End* proposto por esta tese.



(a) Reposta Original de baixa frequência

(b) Reposta transladada para alta frequência

Figure 5.14: A resposta obtida anteriormente ($1.4GHz$) e a mesma resposta transladada em frequência ($1.6GHz$)

Observando a figura 5.14, verifica-se que a transladação não degradou as características de transmissão do multiplexer. No entanto, verifica-se em ambas respostas a presença de fortes desadaptações para frequências fora das bandas de passagem dos multiplexers e, portanto, o mecanismo que visa agregar ambas as respostas deverá ser um isolador por excelência.

5.2.6 Circulator Coupled Ring-Manifold Multiplexer

Nesta subsecção, é estudada a possibilidade de se agregar os dois Ring-Manifold-Multiplexers de 4 canais apresentados anteriormente, de forma a se obter um multiplexer conjunto de 8 canais. A validade da agregação dessas duas respostas depende fundamentalmente das propriedades de isolamento do dispositivo que acoplará ambos os multiplexers. Para se obter um bom isolamento é, no entanto, necessário de abdicar de outras propriedades já que é impossível projectar-se um dispositivo com grande isolamento entre portas, boa adaptação, sem perdas e que seja recíproco [44]. Assim, para obtenção de um grande isolamento entre portas, a propriedade renunciada será reciprocidade e um exemplo de um dispositivo com essas características é o circulator. Os circutores são comumente usados em transceivers para isolar o circuito emissor do receptor, servindo ainda de acoplador entre esses dois e a antena. No estado

da arte dos multiplexers, foi descrita a existência de uma multiplexer baseado em circuladores nomeado de Circulator Coupled Multiplexer³⁵.

Assim, combinando ambos os conceitos, sugere-se o Circulator Coupled Ring-Manifold Multiplexer para servir de canalizador de um sinal de alta frequência em 8 bandas subsequentes.

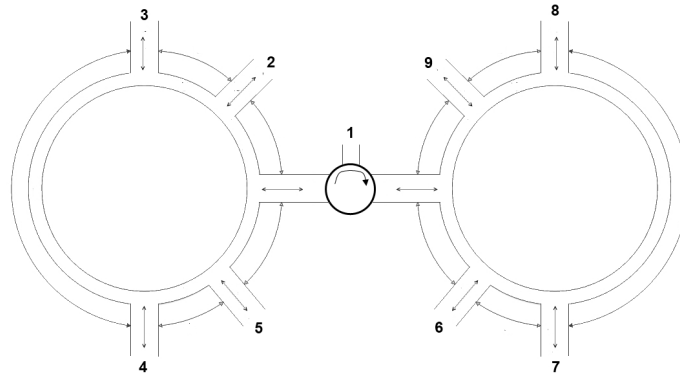


Figura 5.15: O circulator-coupled Ring-Manifold Multiplexer

Repare-se que, caso o circulador usado garanta o correcto isolamento entre respostas, a sintonização deste circuito reduz-se à optimização de um Ring-Manifold Multiplexer de 1:4, obtendo-se depois o segundo multiplexer através de uma simples operação de *scaling* em frequência.

Para a simulação desta configuração, assume-se um circulador com um isolamento de 30dB e sem perdas por inserção. O seguinte resultado foi obtido:

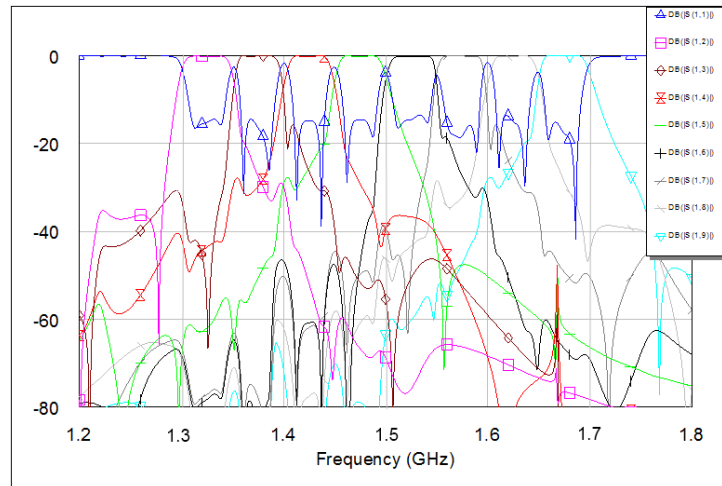


Figura 5.16: Resposta do Circulator-Coupled Ring-Manifold Multiplexer

Da resposta obtida, verifica-se a conservação das propriedades registadas no Ring-Manifold Multiplexer elementar, isto é, um aumento brutal da selectividade dos filtros e um respeito de largura de banda entre os diferentes canais. Verifica-se que a agregação não resultou numa degradação das respostas individuais graças ao bom isolamento providenciado pelo circulador. Além disso, mantêm-se as boas propriedades de adaptação na porta comum, registando-se um baixo $|S_{11}|$ para as frequências dentro de banda.

³⁵Secção 4 na página 31

O Circulator-Coupled Ring-Manifold Multiplexer é de facto uma configuração que apresenta uma alta performance na canalização de um sinal em diferentes bandas. No entanto, os circuladores com bom isolamento são dispositivos extremamente dispendiosos pelo que, será abortada a aplicação desta configuração no *Front-End* de *Software Defined Radio* proposto por esta tese. Ainda assim, ficou a sugestão de um multiplexer de 8 canais contíguos em frequência, de grande performance e com requisitos de sintonização muito simplificados.

5.2.7 Ring-Manifold Multiplexer de 8 Canais

Na subsecção anterior verificou-se que é possível combinar dois Ring-Manifold Multiplexers, otimizados individualmente por deslocamento construtivo de interferências, obtendo assim um multiplexer de 8 canais. No entanto essa solução será extremamente dispendiosa já que o circulador destinado a agregar ambos os multiplexers deve apresentar um bom isolamento, sendo esses dispositivos tipicamente caros.

Nesta subsecção, é estudada a possibilidade de se criar um multiplexer elementar de oito canais, baseado no Ring-Manifold Multiplexer otimizado por deslocamento construtivo de frequências. Note-se que o número de canais é duplicado, e portanto é de esperar que a complexidade de sintonização desse multiplexer seja também elevada. A proposta do Ring-Manifold Multiplexer de 8 canais é apresentada na figura seguinte:

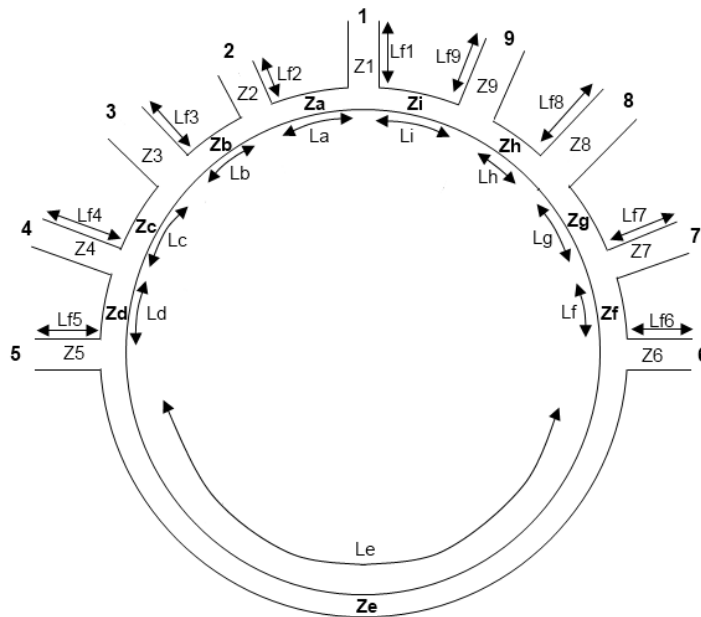


Figura 5.17: Ring-Manifold Multiplexer de 8 canais

Devido à elevada complexidade no processo de sintonização deste multiplexer, o deslocamento construtivo de interferências é novamente realizado com o *optimizer* de um simulador de microondas. Analogamente ao caso de 4 canais, são impostos objectivos (*goals*) para a resposta final do multiplexer e são definidas as variáveis para optimização:

$$variáveis \Rightarrow \begin{cases} \{Za, Zb, Zc, Zd, Ze, Zf, Zg, Zh, Zi\} & \in [30\Omega, 100\Omega] \\ \{Z1, Z2, Z3, Z4, Z5, Z6, Z7, Z8, Z9\} & \in [40\Omega, 60\Omega] \\ \{Lf1, Lf2, Lf3, Lf4, Lf5, Lf6, Lf7, Lf8, Lf9\} & \in [0, 360^\circ] \\ \{La, Lb, Lc, Ld, Lf, Lg, Lh, Li\} & \in [60^\circ, 120^\circ] \\ Le & \in [680^\circ, 760^\circ] \end{cases} \quad (5.16)$$

$$goals \Rightarrow \begin{cases} S_{11(dB)} < -14dB & @f_{Ci}, i = 2, \dots, 9 \\ S_{1i(dB)} = 0dB & @f_{Ci}, i = 2, \dots, 9 \end{cases} \quad (5.17)$$

Novamente, o procedimento de optimização deve ser instruído pelo utilizador, pois só assim se poderá garantir a correcta convergência para a solução desejada. Dependendo dos objectivos finais impostos, ou até do decorrer da simulação, diferentes respostas com validade para este projecto poderão ser obtidas. De seguida apresenta-se uma das respostas obtidas, que prima pela grande selectividade e boa adaptação:

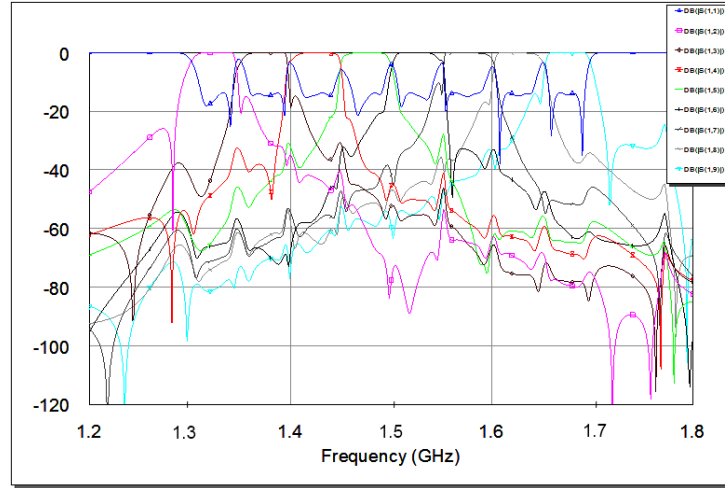


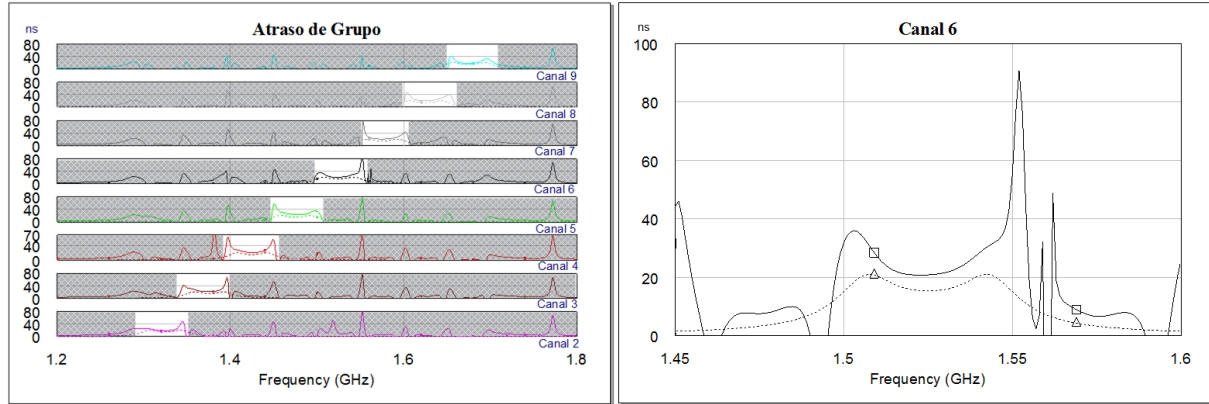
Figura 5.18: Resposta do Ring-Manifold Multiplexer de 8 canais optimizado por deslocamento construtivo de interferências

Observando a figura 5.18, pode verificar-se que o deslocamento construtivo de interferências resultou em respostas com elevadíssima selectividade e como uma boa adaptação na banda de passagem de cada filtro ($dB(|S_{11}|) < -14$). Verifica-se ainda que cada canal respeita as frequências pré-determinadas.

Com as respostas até agora apresentadas, o Ring Manifold Multiplexer de 8 canais optimizado por deslocamento construtivo de interferências revela-se uma boa solução para aplicação prática - A configuração será menos dispendiosa pois usará apenas tecnologia *Microstrip* e ainda assim permite melhorar a selectividade dos filtros usados.

No entanto, o aumento da selectividade de um filtro pode resultar em superiores distorções de fase - tipicamente assim acontece. Assim, é conveniente fazer um estudo às respostas em fase do multiplexer. Para esse efeito é comum estudar-se o atraso de grupo associado a cada filtro. O atraso de grupo³⁶ pode ser visto como um factor de mérito num filtro e do seu estudo é possível ter a noção da distorção que o filtro poderá provocar na forma de onda do sinal. A maior distorção do sinal está associada às maiores variações do atraso de grupo para a banda de passagem do canal. O atraso de grupo associado à configuração estudada é apresentado na figura seguinte:

³⁶Anexo B.6



(a) Atraso de Grupo em todos os canais

(b) Atraso de Grupo para o canal 6

Figure 5.19: Atraso de grupo no Ring-Manifold Multiplexer (preenchido) *versus* o atraso de grupo de cada filtro isolado (tracejado)

Da figura 5.19, analisando apenas dentro da largura de banda de cada canal, verifica-se que o multiplexer provoca uma maior variação do atraso de grupo comparativamente com a resposta para os filtros isolados (a tracejado). Este aumento do atraso de grupo dá-se maioritariamente à frequência de corte de cada filtro e deve-se ao aumento efectivo da selectividade das respostas para cada canal. Repare-se que o comportamento do atraso de grupo nas bandas de rejeição pode ser negligenciado pelo que as súbitas variações registadas não constituem um problema. Assim, se o sistema geral não admite atrasos de grupo desta ordem de grandeza, a configuração do multiplexer deverá ser revista. Uma nova abordagem ao método de optimização deve então ser considerada, sendo que a imposição de metas menos rigorosas para o parâmetro S_{11} deverão traduzir-se em menores atrasos de grupo á custa de uma menor selectividade das respostas. No caso desta tese, será de esperar que o método de cálculo dos Bancos de Filtros Híbridos seja capaz de compensar estas distorções pelo que, este atraso de grupo não deverá ser problemático.

De seguida apresenta-se os valores que caracterizam a resposta obtida.

$f_c = 1.5GHz$	a	b	c	d	e	f	g	h	i
Z	57.75Ω	51.47Ω	44.14Ω	57.18Ω	66.53Ω	38.15Ω	35.15Ω	61.14Ω	69.37Ω
L_{phase}	88.59°	111.1°	100.4°	87.76°	730.4°	61.01°	114.9°	110.8°	75.82°
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Z	59.91Ω	55.18Ω	48.57Ω	57Ω	58.21Ω	49.64Ω	48.05Ω	51.15Ω	48.49Ω
L_{phase}	188°	335°	91.31°	108.7°	259.1°	78.08°	90.07°	406.5°	72.69°

Tabela 4: Valores característicos do Ring-Manifold Multiplexer de 8 canais

5.2.8 Simulação do Ring-Manifold Multiplexer em *Microstrip*

Nesta subsecção é simulada a resposta do Ring-Manifold Multiplexer com linhas *Microstrip*. As características do substrato e do condutor usados na implementação prática podem ser encontrados no Anexo B.4.1.

À partida, para se desenhar o circuito em *Microstrip* bastaria converter os parâmetros de linha da tabela 4 usando um método de cálculo apropriado³⁷. Infelizmente, essa simples conversão não é suficiente já que o método de cálculo de impedâncias *Microstrip* não é absolutamente exacto, resultando em respostas ligeiramente degradadas e deslocadas em frequência. Assim é necessário reoptimizar também o circuito em *Microstrip*. Embora os modelos matemáticos que definem as transmissões em *Microstrip* exijam maior capacidade de processamento, a convergência desta optimização não deverá ser morosa. Técnicas de optimização baseadas em algoritmos genéticos, onde é possível definir um desvio padrão máximo para os parâmetros a reoptimizar, deverão garantir uma convergência mais rápida.

De seguida apresenta-se a resposta simulada do circuito em *Microstrip*.

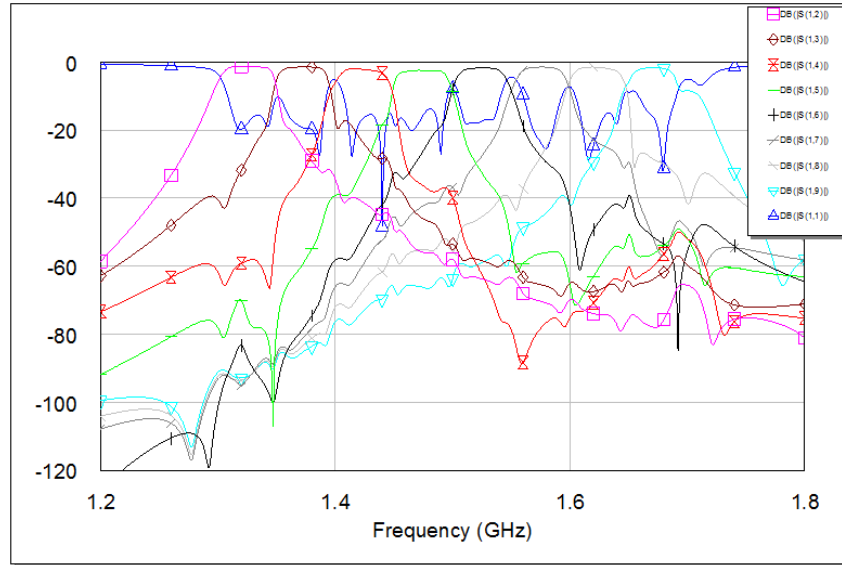


Figura 5.20: Resposta do Ring Manifold Multiplexer escolhida para produção.

A figura 5.20 mostra que a resposta do circuito apresenta baixas perdas por inserção para cada canal ($IL \approx 1.5dB$), sendo que cerca de $1dB$ se devem às perdas naturais nos filtros. Assim, se o desenho prático for bem feito, o Ring Manifold Multiplexer introduz na resposta cerca de $0.5dB$ de perdas o que é muito bom. Continua a verificar-se uma boa selectividade para cada filtro, mantendo-se ainda o comportamento *flat* da transmissão para a banda de passagem. Quanto à adaptação relativamente à porta de entrada, o circuito exemplarmente apresenta um *Return Loss* de $-18dB$ e ultrapassando em diversos casos os $-20dB$ o que é bastante bom.

Por todas as propriedades apresentadas, o Ring-Manifold Multiplexer optimizado por deslocamento construtivo de interferências parece ser uma boa solução para realização da segmentação de um sinal em oito bandas contíguas em frequência. Resta esperar que a sua realização prática não divirja muito dos resultados simulados. Na verdade, esta configuração apresenta uma maior propensão a erros de realização pelo facto de contemplar uma grande variedade de impedâncias características e comprimentos de linha.

Em conclusão, as vantagens deste multiplexer são o aumento da selectividade dos filtros, a manutenção pelas frequências de corte pré-estabelecidas para cada filtro, as baixas perdas por inserção ($0.5dB$) e as baixas perdas por retorno ($-20dB$). As desvantagens são relacionadas com a maior dificuldade em ser sintonizado, sendo necessário recorrer a algoritmos iterativos de optimização para esse efeito. Além disso, erros singulares de realização prática podem deitar por terra toda a resposta do circuito já que os canais

³⁷ Anexo B.4 - foi usado o *software* LineCalc registado pela Hewlett Packard para computação do método de conversão para *Microstrip*

estão todos ligados entre si por um padrão de onda estacionário. Desta forma, o processo de construção do circuito prático deverá ser primoroso e o próprio substrato a usar deverá ser de grande qualidade.

5.2.9 Medições do Ring-Manifold Multiplexer em *Microstrip*

Para realização prática, foi escolhido o Ring-Manifold Multiplexer sintonizado na subsecção anterior. Para o fabrico da placa, algumas alterações de última hora tiveram de ser feitas tendo sido introduzidos novos troços de linha para se poder ligar as saídas dos filtros aos conectores SMA - esquema do multiplexer (AutoCad) no anexo C.3. A seguinte figura mostra o multiplexer construído:

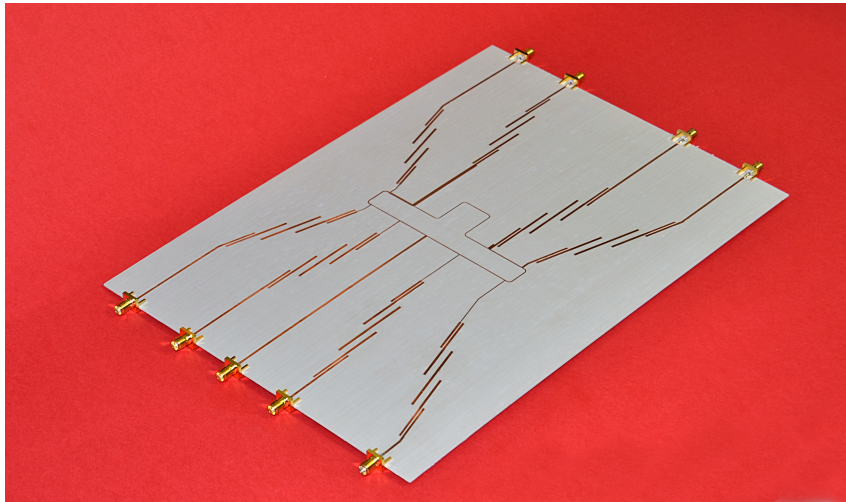


Figura 5.21: A realização prática do Ring-Manifold Multiplexer em *Microstrip*

Na figura seguinte é apresentada a resposta deste circuito, medida através de um *Network Vector Analyser*, em comparação com a resposta simulada nas novas condições do circuito.

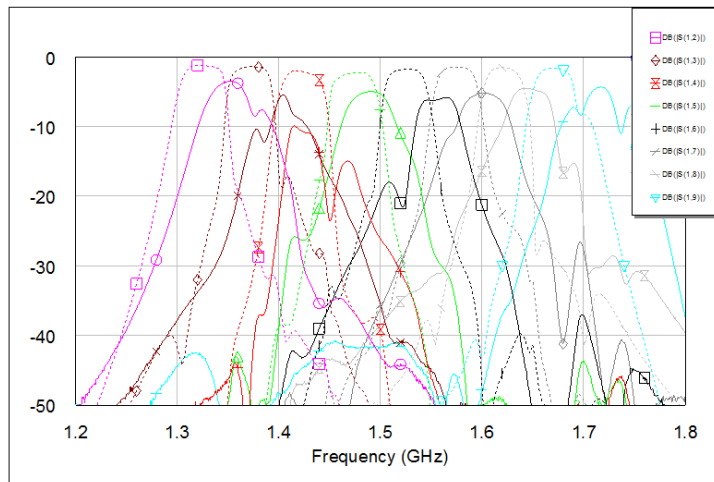


Figura 5.22: Resposta prática do Ring-Manifold Multiplexer *versus* a resposta esperada (tracejado)

Da análise da resposta, verifica-se que houve uma grande degradação relativamente ao esperado. Esta degradação deve-se às seguintes razões:

- para o substrato em questão, o desenho dos filtros através da configuração *Parallel Coupled Lines* resulta num grande afastamento entre as linhas ressonantes. Devido a esse afastamento, o acoplamento dos modos *quasi*-TEM é fraco para a frequência de ressonância de cada filtro. Assim, pequenos erros de realização têm mais impacto na resposta do filtro e, portanto, as respostas dos filtros isolados aparecem degradadas relativamente ao esperado, como é visível na figura (5.23) - Respostas obtidas graças ao desacoplamento forçado dos canais adjacentes ao filtro em questão.
- o facto de todos os canais estarem interligados por uma determinada condição VSWR implica que pequenos erros de realização num determinado canal se alastrem para a entrada dos restantes canais, podendo resultar numa degradação colectiva das respostas dos filtros. Esta situação é agravada pela elevada quantidade de canais.

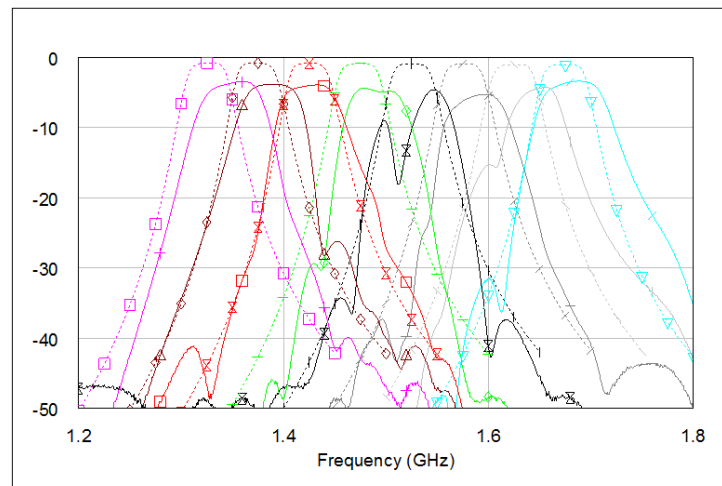


Figura 5.23: Resposta dos filtros individuais obtidos na prática *versus* filtros simulados (tracejado)

Com este conhecimento, sugere-se que, para realizações futuras, se considere uma maior largura de banda para cada filtro ou a escolha de um substrato mais apropriado ao factor de qualidade em questão. Outra solução será considerar um *crosspoint* entre filtros adjacentes de 9dB em vez dos 6dB usados nesta realização, conferindo assim um maior isolamento entre filtros adjacentes. Outra possibilidade, e que provavelmente será a mais fiável, é usar a configuração Circulator Coupled Ring-Manifold Multiplexer. Esta configuração usa dois multiplexers distintos de 4 canais pelo que, por terem um menor número de canais, resultarão numa realização prática mais coerente com a desejada.

5.3 Star Junction Multiplexer

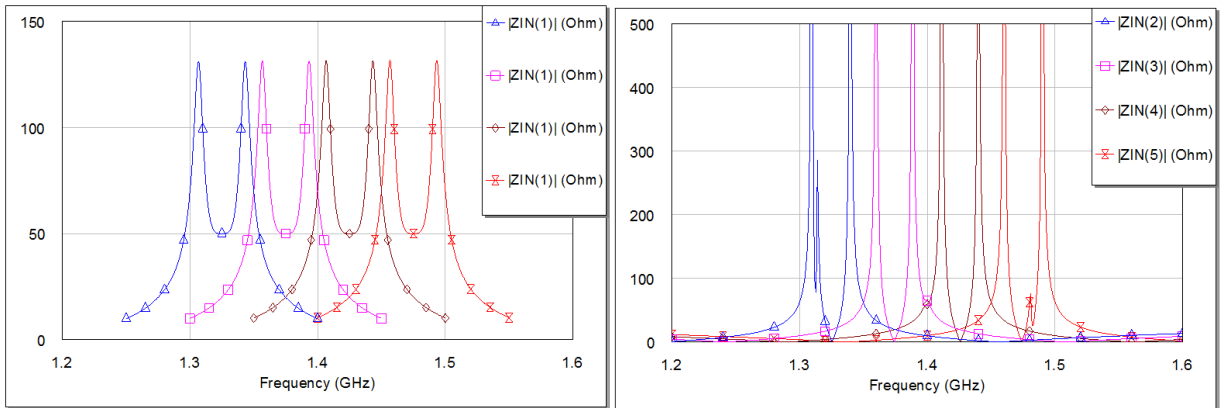
O uso de um multiplexer baseado do Ring-Manifold apresenta alguns inconvenientes para uma aplicação prática:

- A sua sintonização carece de métodos não sistemáticos, sendo necessário recorrer a um optimizer para efectuar esse trabalho;
- A troca das características dos filtros pode implicar a reoptimização de todo o multiplexer;
- O processo de optimização pode ser moroso e computacionalmente exigente;
- Erros singulares na realização prática do multiplexer podem resultar na degradação completa da resposta;
- Difícil de escalar para um maior número de canais.

Estes obstáculos potenciam o estudo de outra classe de multiplexers que garanta a obtenção de diferentes resultados, exercício realizado nesta subsecção. A configuração em foco será o Star Junction Multiplexer. A documentação existente sobre esta configuração resume-se a realizações com filtros de cavidades e guias de onda. Não existe documentação sobre realizações com tecnologia *Microstrip*, pelo que esta configuração será uma novidade.

5.3.1 Introdução

Para se entender o funcionamento do Star Junction Multiplexer convém perceber o que acontece quando se conectam os filtros entre si sem ajuda de um multiplexer. A figura 5.24(a) mostra o módulo da impedância de entrada de cada um dos quatro primeiros filtros definidos na secção 5.1. A figura (b) mostra o módulo da impedância de entrada de cada filtro quando os mesmos são conectados de forma simples a uma porta de entrada comum, tal como sugere a figura 5.25.



(a) Filtros isolados

(b) Filtros ligados a porta comum

Figure 5.24: A impedância de entrada dos filtros isolados e ligados entre si a uma porta comum

Observando a resposta da direita, verifica-se que a interacção entre filtros resulta em profundas desadaptações:

- À frequência central de cada filtro, é visto um curto circuito ($|Z_{in}(i)| = 0$) onde deveriam estar 50Ω , resultando portanto na presença de um pólo de transmissão.
- Às frequências de corte de cada filtro, é visto uma impedância infinita resultando então num zero de transmissão.

Estas desadaptações irão provocar a degradação da resposta colectiva dos filtros, como havia sido visto na figura 5.3. Por outro lado, a resposta apresentada na figura 5.24 (a) pode ser vista como o caso ideal num multiplexer. Assim, uma pergunta pode ser feita: Que dispositivo permitirá acoplar os filtros à porta de entrada sem se degradar as suas respectivas respostas em frequência?

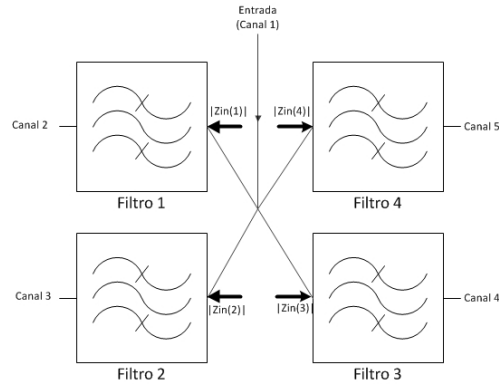


Figura 5.25: Esquema dos filtros ligados simplesmente entre si sem multiplexer

Uma forma de se controlar as desadaptações verificadas, passa pela utilização de transformadores de $\lambda/4$. Os transformadores de $\lambda/4$ são muito úteis pois permitem a adaptação simples entre uma linha e uma carga de diferentes impedâncias características.

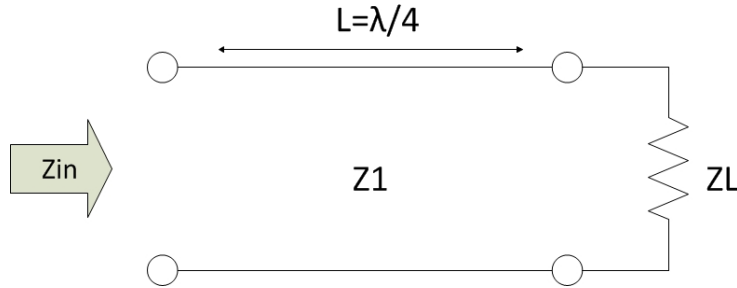


Figura 5.26: Transformador de $\lambda/4$

Num transformador de $\lambda/4$, a relação entre as impedâncias Z_{in} , Z_1 e Z_L é dada pela seguinte equação³⁸:

$$Z_{in} = Z(d = \lambda/4) = \frac{Z_1^2}{Z_L} \quad (5.18)$$

onde Z_{in} é a impedância de entrada vista a $\lambda/4$ da carga Z_L e Z_1 é a impedância característica de linha usada. Uma das propriedades interessantes do transformador de $\lambda/4$ é que também pode funcionar como

³⁸A dedução desta equação encontra-se no anexo B.2.

inversor de impedâncias. Assim, suponha que se tem condições de impedância extremas na carga, isto é, um curto-circuito ou um circuito aberto. Nesses casos, a impedância vista na entrada Z_{in} é invertida:

$$\begin{cases} se & Z_L = 0 \implies Z_{in} = Z(d = \lambda/4) = \infty \\ se & Z_L = \infty \implies Z_{in} = Z(d = \lambda/4) = 0 \end{cases} \quad (5.19)$$

Esta propriedade parece ser a indicada para controlar os efeitos verificados na figura 5.24. Assim, o Star Junction Multiplexer é um multiplexer que usa transformadores de $\lambda/4$ para acoplar cada filtro à porta de entrada comum por forma a limitar as desadaptações anteriormente verificadas. Na imagem seguinte é apresentada a versão do Star Junction Multiplexer de 4 canais:

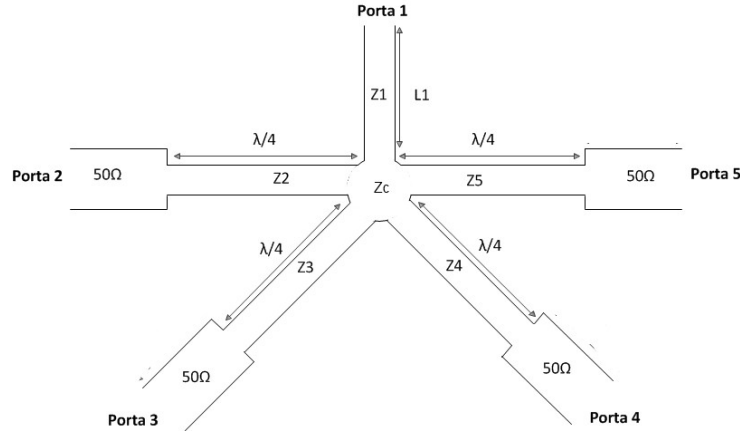


Figura 5.27: Star Multiplexer de 4 filtros de canais

Como pode ser visto, existe um ponto de junção onde ligam todos os transformadores de $\lambda/4$ e também a porta de entrada. A porta nº1 será a porta de entrada, enquanto nas restantes portas serão acoplados os filtros desenhados na secção 5.1. Apesar de não estar indicado na figura, note-se que os transformadores de $\lambda/4$ terão comprimentos distintos, já que devem trabalhar a frequências distintas. O comprimento de linha de cada transformador de impedâncias deve estar associado à frequência central do seu filtro de canal:

$$\begin{cases} L_2 = 90^\circ & @f_2 \\ L_3 = 90^\circ & @f_3 \\ L_4 = 90^\circ & @f_4 \\ L_5 = 90^\circ & @f_5 \end{cases} \quad (5.20)$$

$$L_{efectivo} = L_i * \frac{\lambda_i}{360}, i = 2...5 \quad (5.21)$$

onde $\lambda_i = v_p/f_i$. Falta agora conhecer a impedância característica Z_i de cada transformador de impedâncias. Admita que Z_{out1} é a impedância vista da perspectiva da porta 1 para o ponto de junção. Nesse caso, como na perspectiva da porta 1 são vistas quatro linhas em paralelo, então pode escrever-se:

$$Z_{out1} = (Z_{in2} || Z_{in3} || Z_{in4} || Z_{in5}), @f_2, f_3, f_4, f_5 \quad (5.22)$$

onde cada $Z_{in\ i}$ refere-se á impedância de entrada vista do ponto central para o canal i e f_i é a frequência central desse filtro de canal. Como cada canal é no fundo um transformador de $\lambda/4$, então, aplicando a equação (5.18), pode dizer-se que cada Z_{in} é dado por:

$$Z_{in\ i} = \frac{Z_i^2}{|Z_{Filtro\ i}|}, \quad i = 2...5 \quad (5.23)$$

onde Z_i é a impedância característica da linha i , e $Z_{Filtro\ i}$ a impedância de entrada de cada filtro. Continuando, da figura 5.24 (à esquerda) pode comprovar-se que, por exemplo, a impedância de entrada do 5º filtro à frequência central do canal 2 vai ser muito baixa ($Z_{Filtro5}@f_2 \approx 0$). No entanto, com a introdução do transformador de impedâncias, na perspectiva do ponto de junção, essa impedância de entrada vai ser muito alta ($Z_{in\ 5}@f_2 \approx \infty$) já que, como provado na equação (5.19), as linhas de $\lambda/4$ invertem a impedância vista na carga. Assim, a influência de $Z_{in\ 5}$ na equação (5.22), para a frequência referida, vai ser muito baixa já que se encontra em paralelo, podendo então ser ignorado esse termo. Assumindo que o mesmo acontece para $Z_{in\ 3}@f_2$ e $Z_{in\ 4}@f_2$ sendo ambas muito altas, então para a frequência f_2 , a equação (5.22) resume-se a:

$$Z_{out\ 1} \approx Z_{in\ 2}@f_2 \quad (5.24)$$

que indica que para essa frequência, o sistema comporta-se como se de um filtro apenas se tratasse. Generalizando o caso concreto anterior, fica:

$$Z_{out\ 1} \approx Z_{in\ i}@f_i, \quad i = 2...5 \quad (5.25)$$

Por fim, da equação anterior infere-se que para que o sistema se encontre minimamente adaptado³⁹ à frequência central de cada filtro, basta que a porta de entrada (Z_1) tenha impedância característica aproximadamente igual a:

$$Z_1 \approx Z_{out\ 1} \approx Z_{in\ i}@f_i, \quad i = 2...5 \quad (5.26)$$

Assuma-se agora, para efeito de demonstração, que $Z_{in\ i} = 100\Omega@f_i$ e $Z_1 = 50\Omega$. Assim, às frequências centrais f_i de cada canal, tem-se o seguinte coeficiente de reflexão na porta de entrada:

$$\Gamma_1 = \frac{100 - 50}{100 + 50} \approx 0.333 \quad (5.27)$$

$$RL_{dB} = |S_{11}| = -20 \log_{10}(\Gamma_1) = -9.55dB \quad (5.28)$$

O parâmetro $|S_{11}|$ resultante não é excelente mas pode ser optimizado através de uma escolha mais apropriada de Z_1 e de $Z_{in\ i}$. Assumindo que o valor $Z_{in\ i} = 100\Omega@f_i$ é viável, então é possível, através da equação (5.23), finalmente conhecer a impedância característica dos transformadores de $\lambda/4$:

$$Z_{in\ i} = \frac{Z_i^2}{50\Omega} = 100\Omega \implies Z_i = 70.71\Omega, \quad i = 2...5 \quad (5.29)$$

Obviamente, este valor não está optimizado, como mostra o resultado da equação (5.28). No entanto serve como bom ponto de partida para uma mais conveniente optimização. Caracterizado o multiplexer, ligam-se os filtros às suas respectivas portas, e verifica-se novamente a impedância de entrada de cada canal (figura 5.28). Como se vê, já não ocorrem casos extremos como aconteciam na figura 5.24, o que

³⁹Condições para a adaptação no Anexo B.1.1

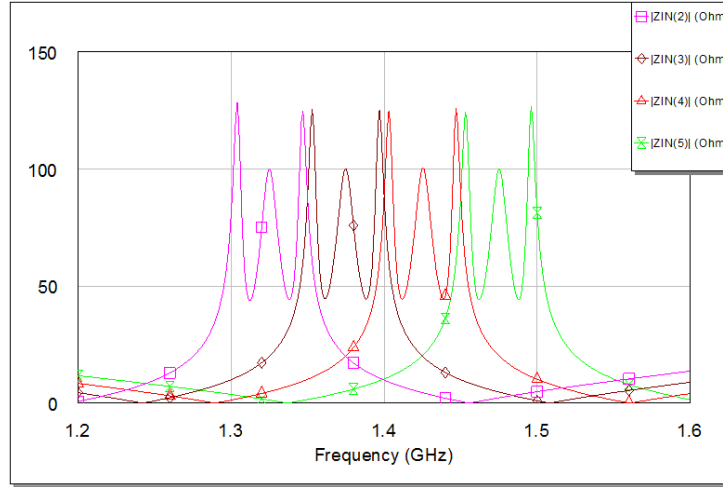


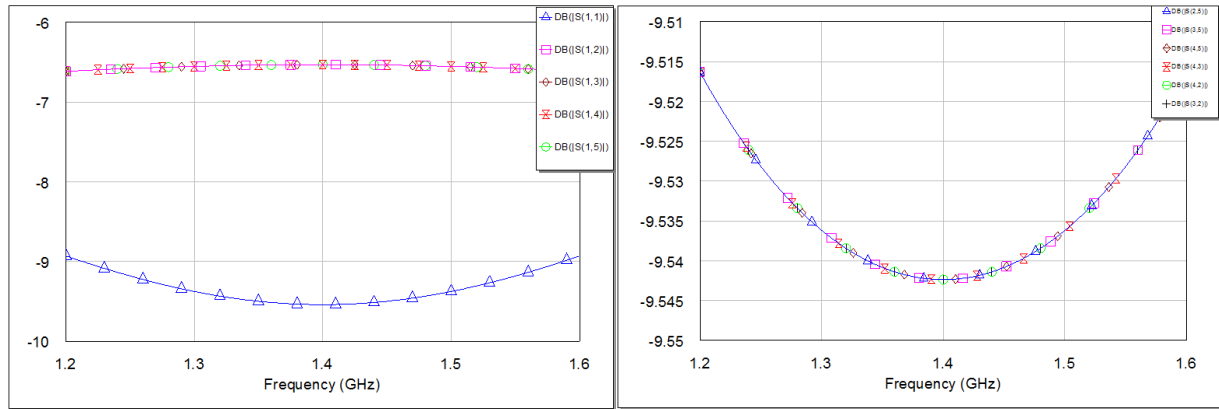
Figura 5.28: A impedância de entrada de cada filtro quando estes são agregados pelo Star Junction Multiplexer

significa que o sistema já não sofre grandes desadaptações devido a interacções entre filtros. Verifica-se por acréscimo, à frequência central de cada filtro, a presença de uma impedância de 100Ω que irá resultar em transmissões com um Return Loss de $-9.55dB$ o que ainda não é óptimo. Assim, o melhor comportamento deste multiplexer depende da habilidade em se fazer aproximar $Z_{in\ i}@f_i$, a impedância vista à frequência de ressonância de cada filtro, para valores mais próximos da impedância característica Z_1 , tal como sugere a equação (5.26).

Para concluir, da análise à figura 5.27, é possível verificar que o único ponto de junção entre os canais é efectivamente um ponto singular. Esta característica será vantajosa pois reduz o espaço partilhado entre todos os canais, reduzindo assim a interacção entre os filtros de canal, para além de garantir uma condição de VSWR que é igual para todos os canais - tais condições não se verificam no Ring-Manifold Multiplexer. Estas propriedades simplificam o processo de sintonização do multiplexer, já que só é necessário garantir uma boa adaptação nesse ponto singular para o *set* de frequências desejado - em oposição a ter de garantir uma boa adaptação em diferentes pontos e para diferentes frequências, tal como acontece com o Ring-Manifold Multiplexer. No entanto, o ponto de junção singular pode levantar algum tipo contrariedades de realização, pois na prática ele terá uma determinada impedância característica Z_c e determinado comprimento de linha que podem interferir com os troços de linha de cada canal. Para o caso de 4 canais esse efeito é desprezável, pelo que não será contabilizado nas simulações seguintes.

5.3.2 Simulação do Star Junction Multiplexer

Para a primeira simulação, considera-se o estudo do multiplexer sem a inclusão dos filtros, e com todas as portas terminadas com 50Ω . Considerando uma frequência central $f_c = 1.4GHz$, as seguintes respostas são obtidas:



(a) Coeficiente de transmissão e reflexão

(b) Isolamento entre canais

Figure 5.29: Star Multiplexer sem filtros - os coeficientes de reflexão e transmissão e o isolamento entre portas.

O gráfico da esquerda apresenta as características de transmissão entre a porta de entrada e os restantes canais. A figura da direita ilustra o isolamento entre canais do multiplexer. A informação retida desses gráficos aponta para uma maior coerência nas condições de linha de cada canal o que é uma grande vantagem pois simplifica expressivamente o processo de optimização do multiplexer. O isolamento (imagem à direita) também é melhor comparativamente com o caso do Ring-Manifold Multiplexer.

A seguinte simulação já considera o acoplamento dos filtros ao multiplexer. Com $Z_1 = 50\Omega$ e $Z_i = 70.71\Omega$ obteve-se a seguinte resposta:

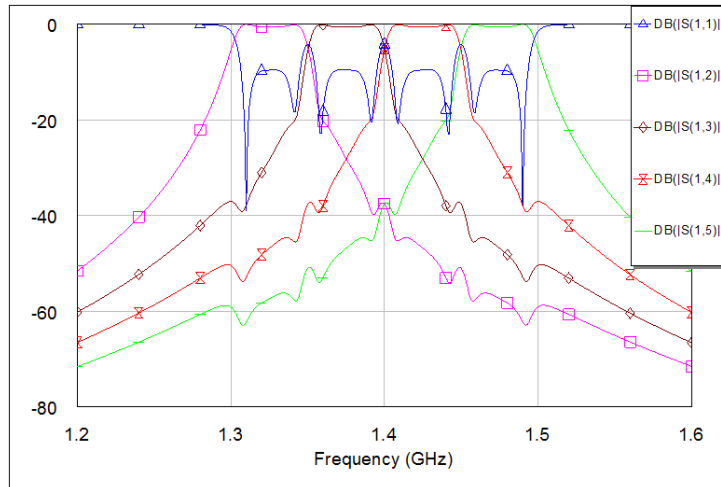


Figura 5.30: Resposta do Star Junction Multiplexer com $Z_i = 70.71\Omega$, $i = 2...5$ e $Z_1 = 50\Omega$

A figura 5.30 mostra a resposta do sistema completo, de onde se prova uma menor interferência entre filtros. Na verdade a resposta para cada canal parece bastante semelhante à resposta do seu filtro elementar. Como havia sido referido na subsecção anterior, para os valores de impedância característica usados verifica-se um *Return Loss* na ordem dos $-9.55dB$. Um valor inferior a $-15dB$ será mais apropriado pois resultará

numa melhor adaptação em relação à porta de entrada. Interessantemente, note-se que continuam a ocorrer interferências entre filtros, que embora sejam mínimas permitem em última instância melhorar ligeiramente a selectividade para cada canal.

Para a seguinte simulação deseja-se melhorar a condição de adaptação do circuito. Para isso, recorre-se ao simulador de microondas para se encontrar as impedâncias características Z_i que garantem um *return loss* inferior a $15dB$. A seguinte figura mostra a resposta consequente dessa sintonização:

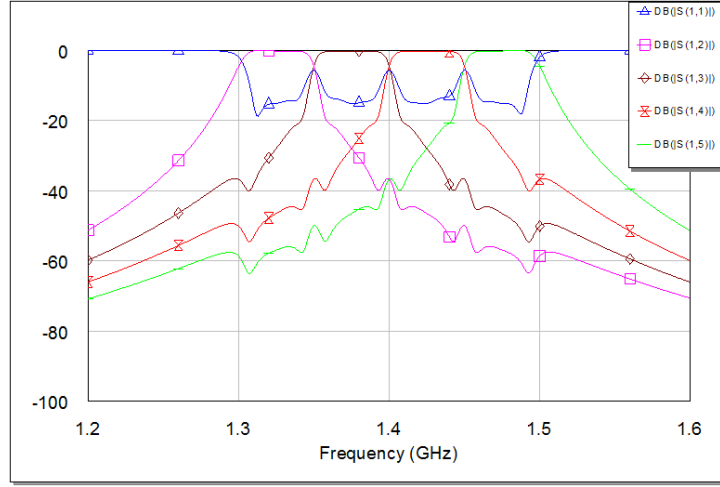


Figura 5.31: Resposta do Star Junction Multiplexer otimizado

Da análise da resposta obtida, é possível inferir que o Star-Junction Multiplexer apresenta uma boa adaptação relativamente à porta comum ($RL \approx 16dB$) e que não potencia qualquer degradação das respostas dos filtros. Não se verificam a existência de grandes desadaptações, ao contrário do Ring-Manifold Multiplexer, podendo isso indicar que haverá menores problemas no que diz respeito à distorção de fase. Ainda assim, o Star Junction Multiplexer apresenta uma pequena melhoria da selectividade dos filtros, mas que não se compara com o aumento proporcionado pelo Ring-Manifold Multiplexer. Por fim, o Star-Junction é um multiplexer de sintonização extremamente simples, o que é também uma grande vantagem. A tabela seguinte apresenta os valores óptimos que caracterizam a resposta do Star Junction Multiplexer.

Canal	1	2	3	4	5
Z_i	55.24Ω	59.74Ω	59.74Ω	59.74Ω	59.74Ω
$L_i @ f_i$	3.152°	90°	90°	90°	90°

Tabela 5: Valores característicos do Star Junction Multiplexer otimizado

Assim como no Ring-Manifold Multiplexer, também aqui é possível redesenhar o multiplexer anteriormente otimizado para trabalhar a diferentes *sets* de frequência. Para tal basta realizar uma operação de scaling dos comprimentos de linha, para que sejam coerentes com as novas frequências desejadas.

$$L_{efectivo} = L_i * \frac{\lambda_i}{360} \quad (5.30)$$

onde $\lambda_i = v_p/f_i$. Usando desta vez os quatro filtros de mais alta frequência desenhados na secção 5.1, o resultado da figura 5.32 pode ser obtido, verificando-se a manutenção das propriedades anteriormente

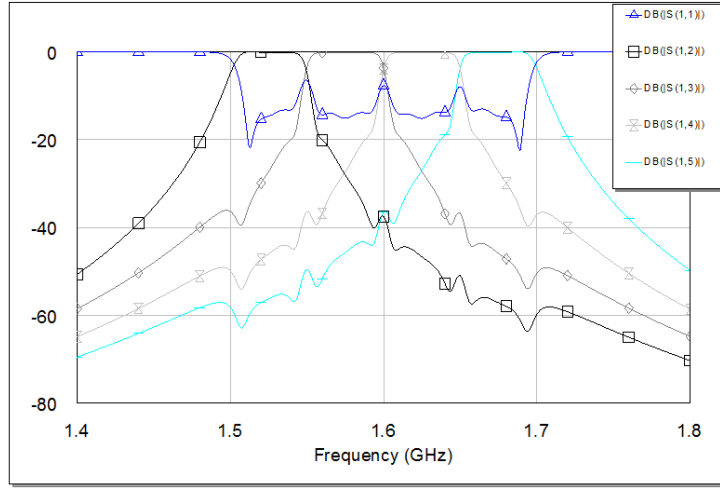


Figura 5.32: Resposta do Star Junction Multiplexer trasladado em frequência

registadas. O sucesso da transladação em frequência do multiplexer pode ser importante para o desenho de um multiplexer de 8 canais através do recurso à agregação destes dois multiplexers.

Em suma, o Star-Junction Multiplexer permite a canalização de um sinal de entrada em 4 bandas contíguas em frequência, com uma grande simplicidade de sintonização e poucas interferências entre filtros de canal.

5.3.3 Double Star Junction Multiplexer

Nesta subsecção é apresentada uma sugestão para realização de um multiplexer de 1:8 através da configuração Star-Junction. Repare-se desde já, que ligar 9 portas a um único ponto de junção é uma tarefa complicada. A alta densidade de canais em torno de um único ponto originaria problemas de realização prática, seja devido à difícil organização espacial ou devido ao aparecimento de acoplamentos electromagnéticos entre linhas muito próximas entre si. Tais situações poderão degradar a resposta do circuito numa realização prática. Assim, a configuração de 8 canais aqui sugerida apresentará dois pontos de junção distintos e duas estrelas diferentes - Uma para os canais de baixa frequência e outra para os canais de alta frequência. Por essa razão a configuração foi nomeada de Double Star Junction Multiplexer.

Assim, deve-se considerar o recurso a mais do que um ponto de junção. A figura 5.33 mostra a configuração sugerida para 8 canais e que permite ultrapassar os obstáculos anteriormente referidos.

O Double Star Junction Multiplexer não é mais que a agregação de dois Star Junction Multiplexers num só. Para combinar ambos os circuitos com porta de entrada é usado uma estrutura em T que de seguida se tenta caracterizar: assumindo que a porta 1 tem impedância característica de 50Ω , então para que haja adaptação nessa porta é necessário que as linhas Zin_{21} e Zin_{11} tenham o seguinte valor:

$$(Zin_{21} || Zin_{11}) = 50\Omega \implies Zin_{21} = Zin_{11} = 100\Omega \quad (5.31)$$

Como as linhas Zin_{11} e Zin_{21} são meramente para separar os pontos de junção, então os seus comprimentos Lin_{11} e Lin_{21} podem ser redundantes, isto é, apresentem um período do padrão de onda de estacionária⁴⁰:

$$\begin{cases} Lin_{11} = 180^\circ & @1.4GHz \\ Lin_{21} = 180^\circ & @1.6GHz \end{cases} \quad (5.32)$$

⁴⁰ As condições VSWR repetem-se a cada $\lambda/2$. Anexo B.1.2

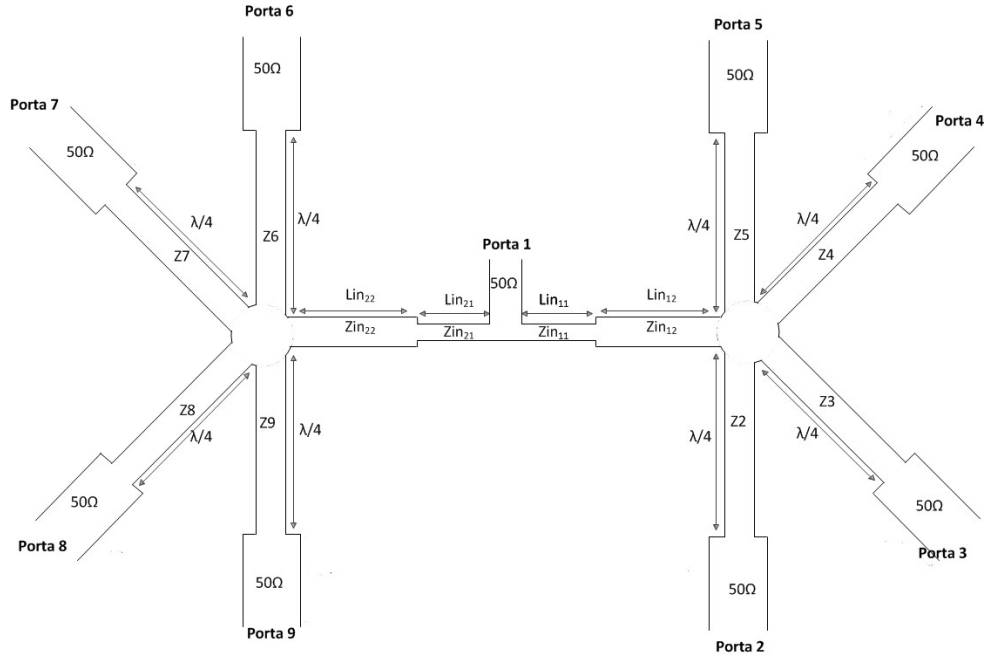


Figure 5.33: Double Star Junction Multiplexer

Agora, é necessário que essas linhas estejam adaptadas à porta de entrada de cada multiplexer de 1:4, que no caso é 50Ω . Assim, para realizar essa adaptação usam-se dois transformadores de $\lambda/4$ com comprimento:

$$\begin{cases} Lin_{12} = 90^\circ & @1.4GHz \\ Lin_{22} = 90^\circ & @1.6GHz \end{cases} \quad (5.33)$$

e cuja impedância característica é dada por Zin_{22} e Zin_{12} :

$$Zin_{12} = Zin_{22} = \sqrt{100 * 50\Omega} = 70.71\Omega \quad (5.34)$$

Agregando agora os multiplexers otimizados na subsecção 5.3.2 obteve-se a resposta da figura 5.34.

Verifica-se que a agregação dos dois multiplexers resulta na degradação da resposta dos canais intermédios. Tal deve-se ao facto de a optimização de cada multiplexer de 1:4 ter originado um pequeno desvio na localização dos pólos dos filtros. Quando se combinam ambos os multiplexers, um dos pólos do filtro de canal 5 vai cair na frequência de passagem do filtro de canal 6, e vice-versa. Assim, tem-se dois canais de filtros com bandas de passagem ligeiramente sobrepostas entre si. Este efeito resulta numa divisão da potência disponível por esses dois canais, já que a potência não disponível à entrada é finita.

Perante este cenário, é necessário recorrer a uma optimização global do sistema. Para tal recorreu-se ao *optimizer* do simulador, onde se escolheu as seguintes variáveis e objectivos de optimização:

$$variáveis \Rightarrow \begin{cases} Z_i, i = 2...9 & \in [50\Omega, 80\Omega] \\ \{Zin_{12}, Zin_{22}\} & \in [30\Omega, 100\Omega] \\ L_i & \in [70^\circ, 110^\circ] \\ \{Lin_{12}, Lin_{22}\} & \in [80^\circ, 100^\circ] \end{cases} \quad (5.35)$$

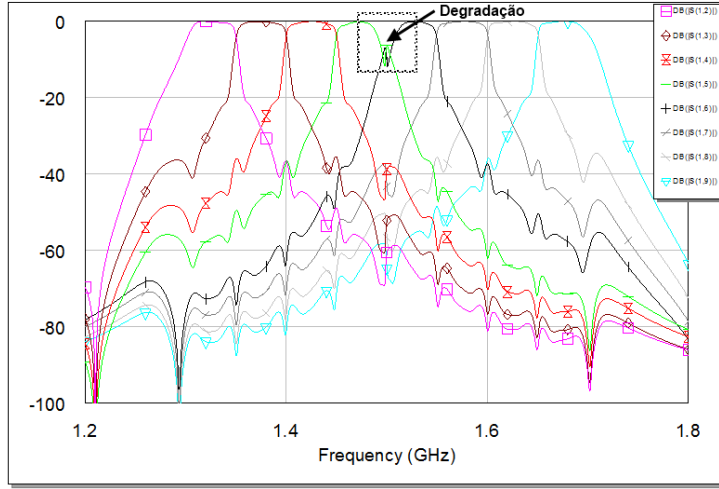


Figura 5.34: Resposta do Double Star Junction Multiplexer não otimizado

$$goals \Rightarrow \begin{cases} S_{11}(dB) < -15dB & @f_i, i = 2, \dots, 9 \\ S_{1i}(dB) = 0dB & @f_i, i = 2, \dots, 9 \end{cases} \quad (5.36)$$

Como se pode reparar, as variáveis de otimização foram confinadas a gamas limites de variação para simplificar o processamento de otimização. Novamente, o processo de otimização deve ser instruído pelo utilizador de forma faseada⁴¹. No entanto, esta otimização será extremamente simplificada já que parte de um ponto médio de sintonização associado à resposta obtida na figura (5.34). De seguida apresenta-se o resultado após o processo de otimização do Double Star Junction Multiplexer:

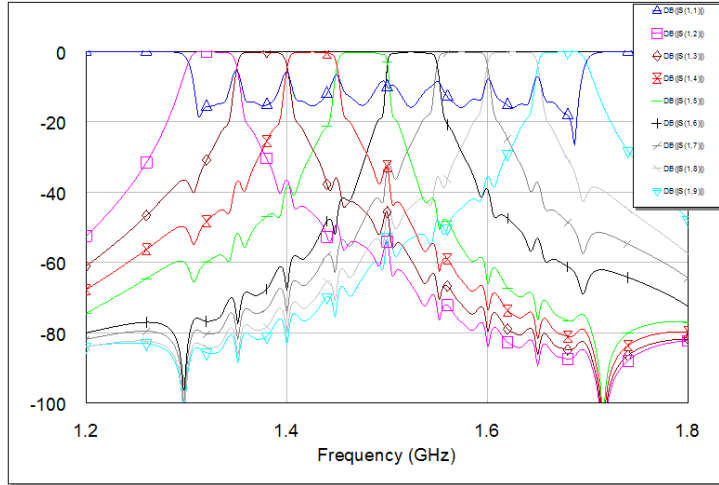


Figura 5.35: Resposta do Double Star Junction Multiplexer Otimizado

Da observação da resposta da figura 5.35, é possível concluir que o Double Star Junction Multiplexer permite a agregação das respostas dos filtros sem causar a sua degradação. Verifica-se uma coerência

⁴¹ Anexo B.8

entre respostas, sendo todas *flat* na sua banda de passagem e havendo um respeito entre frequências de corte. Na verdade as respostas de cada canal aproximam-se bastante das características de transmissão do seu filtro elementar. Em termos de adaptação, este multiplexer garante melhor adaptação que o Ring-Manifold Multiplexer, apresentando um *Return Loss* à banda de passagem de cerca de $-15dB$. Verifica-se aqui também uma melhoria da selectividade dos filtros, sem que se tenha efectivamente aumentado a sua ordem - no entanto, não tanto como no Ring Manifold Multiplexer.

A tabela seguinte apresenta os valores que caracterizam a resposta anteriormente obtida:

n^o	$L_i@1.4GHz$	Z_i	n^o	$L_i@1.6GHz$	Z_i	n^o	$L_{in\ i}@1.5GHz$	$Z_{in\ i}$
2	94.1°	58.89Ω	6	79.31°	77.68Ω	11	199.3°	100Ω
3	88.68°	59.97Ω	7	90.89°	63.68Ω	12	165.7°	91.7Ω
4	87.77°	62.72Ω	8	89.14°	59.07Ω	21	88.71°	47.59Ω
5	94.31°	73.29Ω	9	78°	54.07Ω	22	89.08°	48.36Ω
			Z_1		$L_1@1.5GHz$			
			47.05Ω		116.2°			

Tabela 6: Valores característicos do Double Star Junction Multiplexer optimizado

Em conclusão, este multiplexer é bem mais simples de sintonizar do que o Ring-Manifold Multiplexer, quer em termos de uma sintonização analítica ou em termos de requisitos de processamento usando um simulador. Além disso, uma única optimização pode servir para sistemas com filtros de diferentes características, em selectividade, largura de banda ou frequência central. Para adaptar às novas condições, basta fazer o scalling em frequência dos comprimentos de linha usados.

Pelas razões evidenciadas, este multiplexer foi escolhido para realização prática em *Microstrip*. O objectivo é aplicar este multiplexer no *Front-End* de *Software Defined Radio* proposto por esta tese.

5.3.4 Simulação da Resposta do Double Star Junction Multiplexer em *Microstrip*

A implementação prática do Double Star Junction Multiplexer será baseada em tecnologia *Microstrip*. As características do substrato e do condutor usados na implementação prática podem ser encontrados no Anexo B.4.1.

Assim como no caso do Ring-Manifold Multiplexer, após a conversão directa⁴² das linhas ideais do Double Star Junction para *Microstrip*, a resposta resultante aparecerá degradada. Tal deve-se à inexactidão do método de conversão usado. Após a reoptimização necessária para ultrapassar esses desvios de conversão, obteve-se resposta da figura 5.36 em simulador. Dessa figura é possível verificar que a resposta em *Microstrip* é extremamente boa. Novamente, existe uma coerência entre as respostas dos canais, respeitando-se as frequências de corte e com a banda de passagem *flat* na sua largura de banda. A selectividade de cada canal é ligeiramente melhorada. As perdas por inserção rondam os $1.8dB$, sendo que cerca de $1dB$ deve-se às perdas naturais dos filtros. Assim, pode dizer-se que o Double Star Junction Multiplexer introduz cerca de $0.8dB$ de perdas a cada canal o que é bastante razoável. No que diz respeito à adaptação em relação à porta de entrada, verifica-se um *Return Loss* na ordem dos $-15dB$ o que representa um bom estado de adaptação.

Quanto à introdução de distorção de fase, analisando a figura 5.37, verifica-se que o atraso de grupo não apresenta variações bruscas o que é uma vantagem relativamente ao Ring-Manifold Multiplexer. As

⁴²Conversão feita através do software LineCalc® da Hewlett Packard

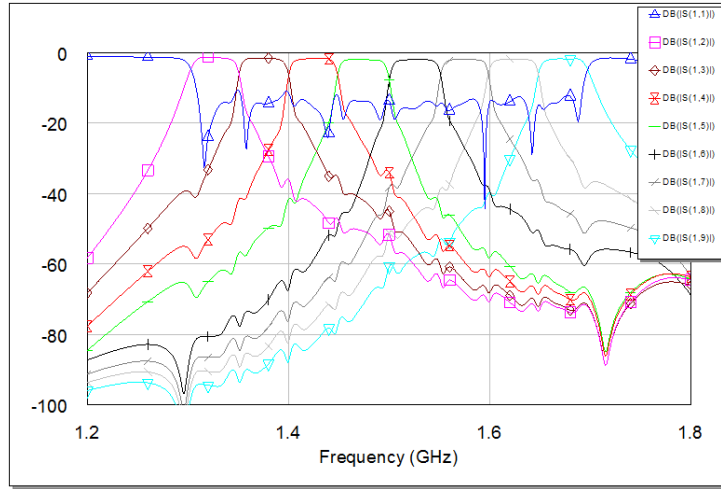
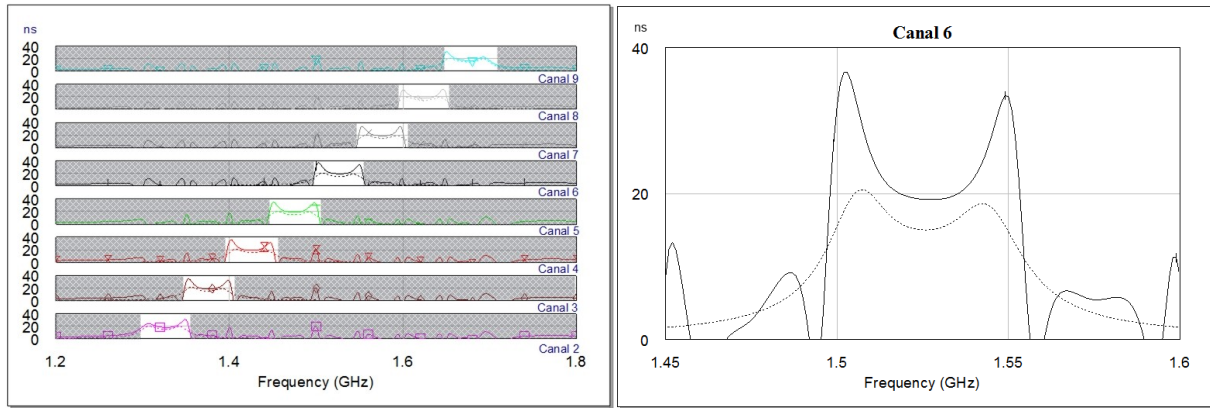


Figura 5.36: Resposta do Double Star Junction Multiplexer em Microstrip

maiores variações do atraso de grupo na banda de passagem de cada canal devem-se naturalmente ao ligeiro aumento de selectividade nas respostas, provocado pelo Double Star Junction Multiplexer⁴³. No entanto, é de esperar que o método de cálculo de Bancos de Filtros Híbridos consiga compensar digitalmente estas distorções. Essa avaliação será feita na Parte IV deste documento.



(a) Atraso de Grupo para cada um dos canais

(b) Atraso de Grupo para o canal 6

Figure 5.37: Atraso de Grupo do Double Star Junction Multiplexer versus atraso de grupo dos filtro isolados (tracejado)

Em conclusão, o Double Star Junction Multiplexer apresenta mais valias em termos de simplicidade de sintonização e de respeito pela resposta inicial dos filtros. Apresenta desadaptações mínimas e uma menor distorção de fase comparativamente com o Ring-Manifold Multiplexer. Por outro lado, não oferece a mesma selectividade e apresenta mais 0.3dB de perdas de inserção que o Ring-Manifold Multiplexer.

Assim o Double Star Junction é um candidato viável para aplicação no *Front-End* de *Software Defined Radio* proposto por esta tese.

⁴³Anexo B.6

5.3.5 Medições do Double Star Junction Multiplexer em *Microstrip*

Na figura 5.38 é apresentada a realização prática do Double Star Junction Multiplexer - esquema do multiplexer (AutoCad) no anexo C.3 :

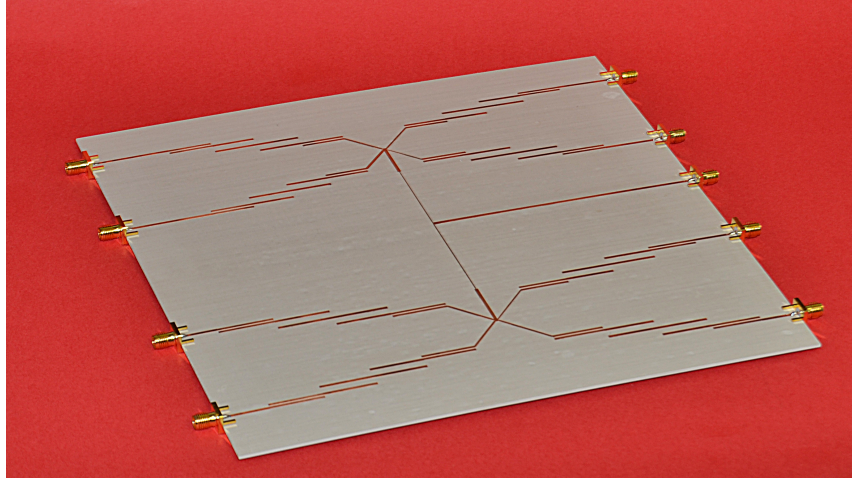


Figura 5.38: A realização prática do Double Star Junction Multiplexer

Para o fabrico da placa, algumas alterações de última hora tiveram de ser feitas - os comprimentos das linhas que ligam directamente aos conectores tiveram que ser aumentados por forma se conseguir desenhar convenientemente o circuito. Assim, a resposta esperada deve apresentar maior atenuação do que a simulada anteriormente bem como perdas de adaptação relativamente ao proposto nas subsecções anteriores. A figura seguinte mostra o parâmetro S_{11} medido *versus* o mesmo simulado nas novas condições descritas:

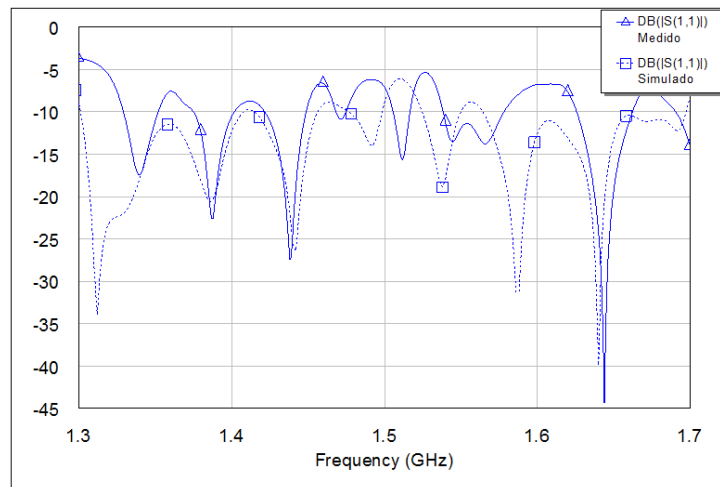


Figura 5.39: O coeficiente de reflexão na entrada medido *versus* simulado

Da observação da figura anterior comprova-se uma certa concordância entre o parâmetro simulado (com a presença dos novos troços de linha) e o parâmetro medido. No entanto, verifica-se que a introdução dos comprimentos de linha alterou o estado de adaptação relativamente ao que foi descrito na subsecção

anterior, onde foi admitido um S_{11} inferior a $-15dB$ para a banda de passagem de cada filtro. Com as novas alterações, gerou-se uma degradação deste parâmetro que apresenta agora um valor médio de $-10dB$, o que poderá indiciar maiores distorções ao sinal de entrada. Note-se que, o método de inversão que será usado não permite a compensação das distorções causadas pela má adaptação na porta de entrada. Esse método permite apenas compensar as distorções associadas aos parâmetros de transmissão (S_{1k} , $k = 2...9$), seja em fase ou amplitude - na secção IV isso será provado. Assim, futuramente, por forma a se compensar também as distorções causadas pela má adaptação do dispositivo, algum tipo de método digital ou analógico deverá ser considerado.

No que diz respeito aos parâmetros de transmissão, a figura seguinte mostra as medições do Double Star Junction *versus* a resposta simulada nas novas condições de fabrico do multiplexer:

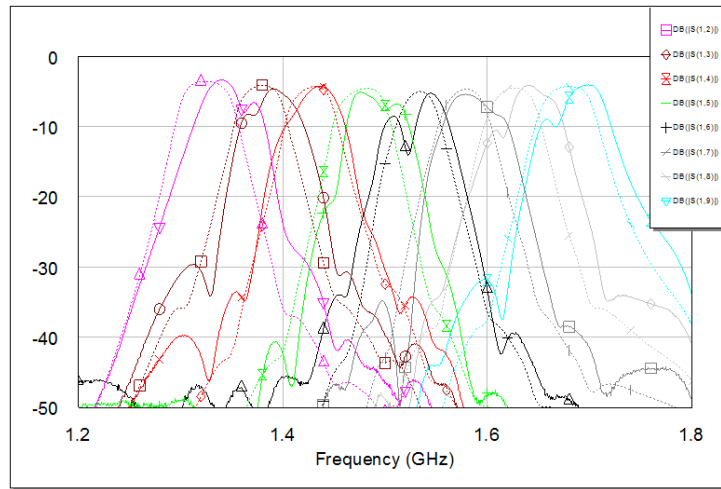


Figura 5.40: Medições do Double Star Junction Multiplexer *versus* simulação (tracejado)

Da figura anterior, verifica-se que houve uma degradação das respostas em frequência dos filtros relativamente à simulação. Tal não se deve a desadaptações no multiplexer elementar mas sim a pequenos erros no desenho dos filtros individuais. Na verdade, para o factor de qualidade e substrato em questão, o desenho dos filtros através da tecnologia *Parallel Coupled Microstrip Lines* resultou em linhas ressonantes com grande afastamento entre si, como prova a figura 5.38. Como as linhas estão mais afastadas, o acoplamento electromagnético dos modos de propagação *quasi*-TEM será mais fraco. Assim, com o acoplamento fraco, pequenos erros de realização prática, seja devido à tolerância no dieléctrico ou a imprecisões no processo de fabrico, terão mais efeito sob a resposta final. Em resultado, acontece que algumas respostas individuais dos filtros apresentam um aumento de largura de banda e um deslocamento em frequência que originará sobreposições com as respostas de outros filtros adjacentes. Na prática, estas sobreposições resultam numa divisão da potência disponível na porta de entrada e por isso verifica-se uma degradação da resposta em relação ao esperado, como prova a figura 5.40. Assim, a solução para otimizar a resposta do Double Star Junction passa pelo melhor desenho dos filtros individuais, seja pela consideração de uma maior largura de banda para cada filtro, o que permitirá a obtenção de melhores acoplamentos TEM entre cada linha ressonante, ou pelo uso de um substrato que facilite a implementação de filtros com este factor de qualidade. Outra solução será considerar um crosspoint entre filtros adjacentes de $9dB$ em vez dos $6dB$ usados nesta realização, conferindo assim um maior isolamento entre os filtros adjacentes.

De qualquer forma, da resposta obtida na figura 5.40, verifica-se a manutenção de algumas propriedades desejáveis: A largura de banda total mantém-se a $400MHz$ e a selectividade dos filtros é boa. Verifica-se que o Double Star Junction Multiplexer produz melhores resultados que o Ring-Manifold Multiplexer, o que prova a validade do multiplexer elementar.

Posteriormente, na Parte IV deste documento, será feita a inversão deste multiplexer e ver-se-á se é possível recuperar a informação canalizada pelo Double Star Junction Multiplexer validando a sua aplicação num sistema real.

6 Multiplexer de Frequência Intermédia

Esta parte do documento é dedicada ao estudo e desenho do multiplexer de frequência intermédia a aplicar no *Front-End* de *Software Defined Radio* com 64 canais, proposto na secção 2. O multiplexer deve ser capaz de canalizar o sinal de entrada em 8 sinais subsequentes de menor largura de banda. O seu sinal de entrada é originário de uma prévia canalização e transladação para frequência intermédia, permitindo assim um relaxamento das operações de filtragem. Por essa razão, este multiplexer é caracterizado de “Frequência Intermédia”. A gama de frequências a que o dispositivo vai operar será entre $50MHz$ e $100MHz$, onde cada canal terá $6.25MHz$ de largura de banda.

Canal	f_{corner_L}	f_{corner_H}
1	$50MHz$	$56.25MHz$
2	$56.25MHz$	$62.5MHz$
3	$62.5MHz$	$68.75MHz$
4	$68.75MHz$	$75MHz$
5	$75MHz$	$81.25MHz$
6	$81.25MHz$	$87.5MHz$
7	$87.5MHz$	$93.75MHz$
8	$93.75MHz$	$100MHz$

Tabela 7: Frequências limite para cada canal

A configuração estudada é o multiplexer Cóclea, já exercitada em diversas ocasiões [45, 46, 15]. Serão apresentadas novas propostas para essa configuração que indagam a obtenção de melhores resultados práticos. Devido à gama de frequências de operação, o multiplexer será desenhado através de elementos discretos - Indutâncias e Condensadores.

6.1 Cóclea Multiplexer

6.1.1 Introdução

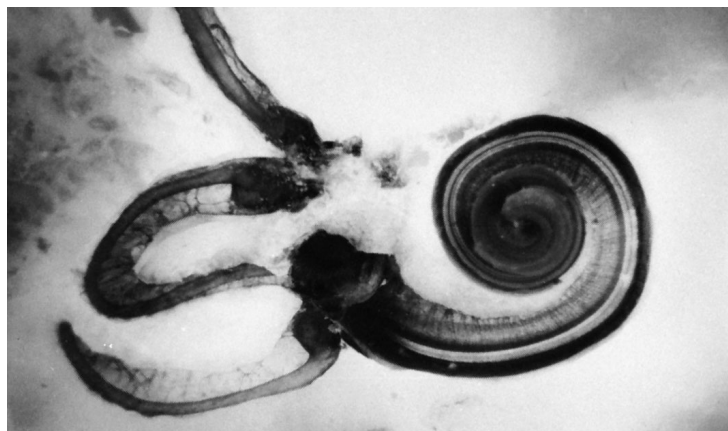


Figura 6.1: A Cóclea humana - Crédito de Lars-Goran Johnsson

A Cóclea é um mecanismo da audi o humana que converte as vibrações sonoras para impulsos nervosos. Esta transdução é feita graças aos múltiplos nervos sensoriais localizados ao longo da Cóclea. Cada nervo sensorial tem a capacidade de converter apenas uma pequena largura de banda e é apenas a totalidade dos nervos sensoriais que permite ao ser humano ouvir frequências entre $20Hz$ e $20KHz$. Na verdade, a Cóclea funciona como um Banco de Filtros Híbrido, combinando múltiplos conversores de performance reduzida de modo a obter uma maior largura de banda audível. Assim, se a Cóclea apresenta um comportamento análogo a um Banco de Filtros Híbrido, será interessante entender como   feito o banco de análise isto é, como é feita divisão do sinal em múltiplos sinais. Se for possível imitar electronicamente este comportamento então a Cóclea poderá ser uma solução para a realização do multiplexer de frequência intermédia a aplicar no *Front-End* proposto na secção 2.

A figura 6.2 mostra a disposição dos nervos sensoriais ao longo da Cóclea Humana. Verifica-se que os nervos

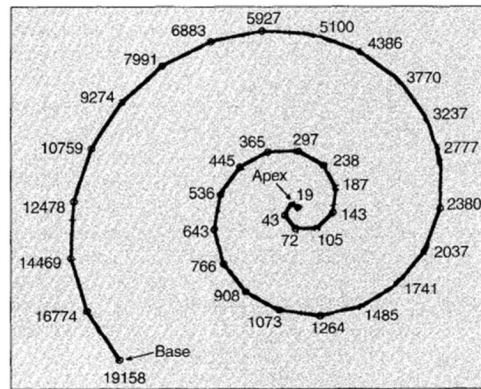


Figura 6.2: A distribuição dos nervos sensoriais, e as frequências de operação (Hz) ao longo da Cóclea

sensoriais estão dispostos em série entre si, apresentado cada um deles um comportamento passa-baixo em frequência relativamente ao nervo seguinte. Assim, o nervo seguinte converte apenas determinada largura de banda do seu sinal incidente, mas filtra essas frequências da linha de transmissão. Desta forma, as altas frequências são convertidas no início da Cóclea e as baixas frequências convertidas no fim da Cóclea. A imagem seguinte apresenta um modelo eléctrico para a Cóclea humana:

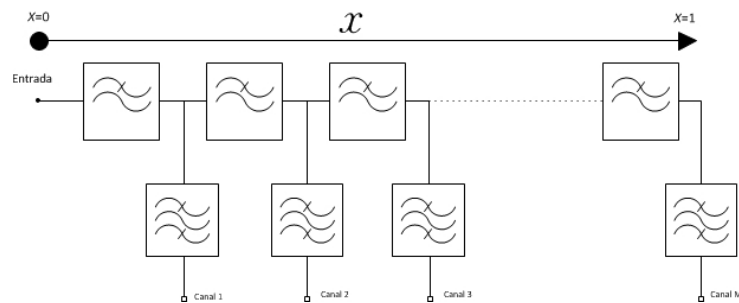


Figura 6.3: Modelo eléctrico equivalente   Cóclea humana

Ou seja, a linha de transmissão é composta por elementos com características passa-baixo e cada canal apresenta uma característica passa-banda, permitindo assim a canalização do sinal de entrada em múltiplas sub-bandas.

De seguida tenta-se desenhar um multiplexer baseado na Cóclea humana que seja capaz de canalizar um sinal de entrada em 8 sinais de menor largura de banda. O desenvolvimento desse sistema servirá para

aplicação no *Front-End* de *Software Defined Radio* proposto na secção 2, funcionando como multiplexer para frequências intermédias.

6.1.2 O Modelo Electrónico da Cóclea

Nesta subsecção é descrito o modelo de implementação electrónica da Cóclea humana. O modelo sugerido tem como base o trabalho apresentado em [45]. A seguinte equação diferencial modela o comportamento eléctrico da Cóclea e foi obtida por analogia com a equação que descreve o seu comportamento mecânico:

$$\frac{d^2V(x)}{dx^2} + \frac{L_1(x)C(x)}{1 + j\omega R(x)C(x) - \omega^2 L_2(x)C(x)} \omega^2 V(x) = 0 \quad (6.1)$$

onde $V(x)$ é a tensão ao longo da Cóclea, $L_1(x)$ a indutância série ao longo da linha e que impõe o seu comportamento passa-baixo, $C(x)$ e $L_2(x)$ formam o circuito ressonante passa-banda que é colocado em paralelo à linha. A figura 6.4 mostra a configuração electrónica da Cóclea Discreta.

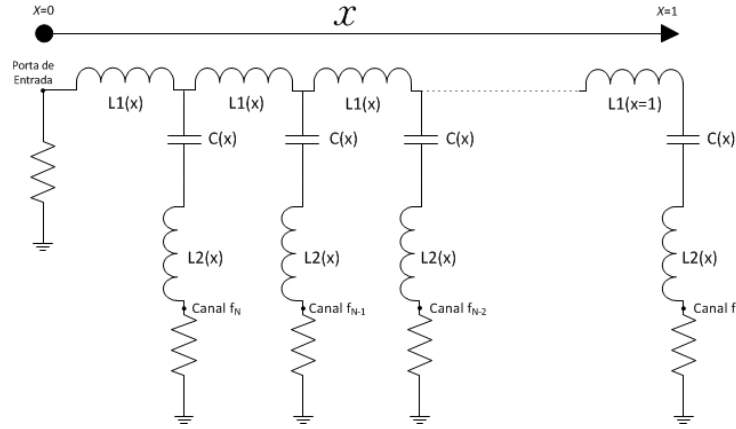


Figura 6.4: Cóclea Discreta - filtros passa-banda de segunda ordem

Para se poder encontrar os valores dos elementos discretos que garantem o funcionamento deste circuito é importante encontrar as equações que definem as relações contempladas na equação (6.1):

$$\begin{cases} L_1(x)C(x) &=? \\ R(x)C(x) &=? \\ L_2(x)C(x) &=? \end{cases} \quad (6.2)$$

Observando a figura 6.2 é possível verificar que o comportamento em frequência da Cóclea evolui com a distância à “porta de entrada”, estando o canal de maior frequência no início da Cóclea e o canal de menor frequência no fim. O modelo eléctrico apresentado tem isso em consideração pois o valor de cada componente electrónico é dependente da sua distância à porta de entrada. Assim, na figura 6.4, verifica-se que os elementos discretos usados são definidos segundo o seu posicionamento x ao longo da linha de transmissão. Para simplificar considera-se que a linha tem comprimento normalizado, isto é, entre 0 e 1. Desta forma, o sinal de mais alta frequência é filtrado para $x = 0$ e o sinal de mais baixa frequência é filtrado para $x = 1$. Assim, pode relacionar-se a frequência central de cada canal com a respectiva distância à porta de entrada. Considerando que o sistema tem N canais de igual largura de banda Δf , então é possível criar a seguinte equação linear:

$$f(x) = K_1 + K_2 x_i \quad , i = 1, 2, \dots, 8 \quad (6.3)$$

onde $f(x)$ é a frequência central de cada canal, K_1 e K_2 são as constantes de linearização e x_i dá a distância normalizada do canal i à porta de entrada. Pretende-se agora calcular a relação $L_2(x).C(x)$. Para isso, considere-se a frequência de ressonância de um circuito LC passa-banda:

$$L_2.C = \frac{1}{(2\pi f_i)^2} \quad (6.4)$$

Combinando as equações (6.3) e (6.4) pode encontrar-se a relação $L_2(x).C(x)$:

$$L_2(x).C(x) = \frac{1}{[2\pi(K_1 + K_2 x)]^2} \quad (6.5)$$

Para caracterizar completamente a Cóclea falta encontrar as relações $L_1(x)C(x)$ e $R(x)C(x)$ contempladas na equação (6.1). Considere-se agora o factor de qualidade num circuito ressonante:

$$Q = \frac{X}{R} = \frac{(2\pi f_i).L}{R} = \frac{L}{R\sqrt{LC}} = \frac{L\sqrt{L}}{RL\sqrt{C}} = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}} \quad (6.6)$$

Se admitirmos que o *loaded quality factor* e o *unloaded quality factor* coincidem, então pode encontrar-se a relação $R(x)C(x)$:

$$\begin{aligned} Q = \frac{f_i}{\Delta f} = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{\left(\frac{1}{(2\pi f_i)^2.C}\right)}{C}} &\implies R(x).C(x) = \frac{\Delta f}{2\pi f_i^2} \\ \iff R(x).C(x) = \frac{\Delta f}{2\pi(K_1 + K_2 x)^2} &\quad (6.7) \end{aligned}$$

Repare-se que já é possível calcular o valor de $L_2(x)$ para cada canal. Combinando as equações (6.5) e (6.7) podemos obter:

$$L_2(x) = \frac{R(x)}{2\pi\Delta f} \quad (6.8)$$

Como $R(x) = R = 50\Omega$ e $\Delta f = 6.25MHz$, então $L_2(x)$ tem valor constante e comum a todos os canais sendo independente da distância à porta de entrada:

$$L_2(x) = L_2 = 1.273\mu H \quad (6.9)$$

Conhecendo o valor de L_2 é possível calcular também o valor de $C(x)$ através da equação (6.5). Desenvolvendo essa equação em função de $C(x)$ tem-se:

$$C(x) = \frac{1}{[2\pi(K_1 + K_2 x)]^2 . L_2} \quad (6.10)$$

Resta então conhecer K_1 e K_2 , as constantes que caracterizam a frequência central dos canais em função da sua localização na Cóclea. Sabe-se que o canal de maior frequência (f_N) será o mais próximo da porta de entrada, logo resolvendo (6.3) para $x = 0$ tem-se:

$$K_1 = f_N \quad (6.11)$$

Analogamente, para $x = 1$ estará o último canal do multiplexer que também é o primeiro em frequência (f_1), logo resolvendo (6.3):

$$K_2 = f_1 - f_N \quad (6.12)$$

Assim, é possível reescrever a equação (6.10):

$$C(x) = \frac{1}{[2\pi(f_N + (f_1 - f_N)x)]^2 \cdot L_2} \quad (6.13)$$

Portanto, já é possível desenhar os circuitos ressonantes de cada canal do multiplexer. Falta apenas o cálculo da relação $L_1(x)C(x)$ para caracterizar completamente a Cóclea Discreta. Analogamente a (6.5), pode escrever-se relativamente aos circuitos ressonante Passa-Baixo:

$$L_1(x).C(x) = \frac{1}{[2\pi(f_{Lowi})]^2} \quad (6.14)$$

onde f_{Lowi} é a frequência de ressonância associada a cada circuito passa-baixo. Esta frequência deve também diminuir com a distância à porta de entrada. Assim, sendo pode-se escrever:

$$f_{Lowi}(x) = K_3 + K_4x_i \quad (6.15)$$

onde K_3 e K_4 são as constantes que caracterizam a equação linear (6.15) e descrevem a frequência de ressonância de cada elemento passa-baixo ao longo da linha de transmissão. Repare-se que os circuitos ressonantes passa-baixo regem-se por frequências de ressonância diferentes dos circuitos passa-banda, e por isso K_3 e K_4 são diferentes de K_1 e K_2 . As constantes K_3 e K_4 devem garantir que os circuitos ressonantes da linha de transmissão não interfiram em frequência com os circuitos ressonantes de cada canal, bem como impedir que estes interfiram entre si. Para determinar K_3 e K_4 os autores em [45] recorrem ao método numérico de aproximação *Wentzel-Kramers-Brillouin*. Neste trabalho outro método foi usado. Escrevendo a equação (6.14) em ordem a f_{Lowi} tem-se:

$$f_{Lowi}(x) = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1(x).C(x)}} \quad (6.16)$$

Se se recordar o comportamento em frequência da linha de transmissão, a frequência de corte $f_{Lowi}(x)$ deve diminuir com x já que o canal de maior frequência está localizado em $x = 0$ e o de menor frequência a $x = 1$. Para além disso, repare-se que a frequência de ressonância dos circuitos passa-baixo é imposta pela relação $L_1(x).C(x)$. Da equação (6.13) sabe-se que $C(x)$ vai aumentar com a distância e, portanto, $L_1(x)$ não precisa de variar com a distância para que f_{Lowi} decresça ao longo da linha.

$$f_{Lowi}(x) = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1.C(x)}} \quad (6.17)$$

Isto significa que as indutâncias que desenham a linha de transmissão podem ser todas iguais, bastando que $C(x)$ aumente com a distância à porta de entrada para que $f_{Lowi}(x)$ diminua ao longo da linha. Para calcular o valor das indutâncias basta resolver a equação anterior em ordem a L_1 e garantindo que a frequência de ressonância $f_{Lowi}(x = 0)$ seja muito superior à frequência de ressonância do primeiro canal por forma a não causar interferências.

$$L_1 = \frac{1}{C(x) \cdot (2\pi f_{Lowi}(x))^2} \quad (6.18)$$

Simulação da Cóclea Discreta Através do simulador de microondas, descobriu-se que a condição de sintonização que garante o correcto funcionamento da Cóclea para a gama de frequências desejada ($50MHz$ a $100MHz$) é:

$$f_{Lowi}(x = 0) > 500MHz$$

resultando em indutâncias de $L_1(x)$ de $1nH$.

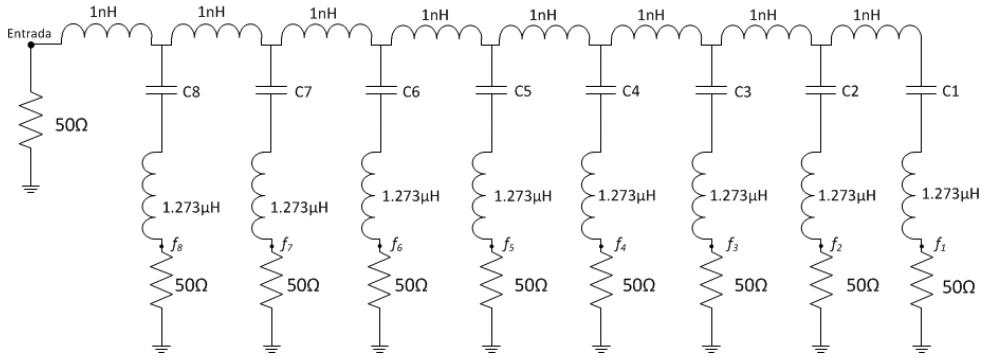


Figura 6.5: Esquemático da Cóclea simulada

C_1	$7.490pF$
C_2	$5.643pF$
C_3	$4.619pF$
C_4	$3.851pF$
C_5	$3.259pF$
C_6	$2.794pF$
C_7	$2.42pF$
C_8	$2.120pF$

Tabela 8: Tabela de capacidades $C(x)$

Calculados os valores de todos os elementos (Tabela 8), pode simular-se a resposta em frequência do circuito - Figura 6.6). Verifica-se que é feita a canalização do sinal de entrada em 8 consequentes sub-bandas com elevado valor de perdas por inserção ($L_{insertion} \approx 2.5dB$) e baixa atenuação fora de banda ($-20dB$). Sabendo que os elementos usados em simulação são ideais e não apresentam perdas, é possível concluir que os filtros passa-banda de 1ª ordem limitam a magnitude das respostas bem como a atenuação fora de banda. Assim, a solução imediata para melhorar a resposta da Cóclea passa por aumentar a ordem destes filtros.

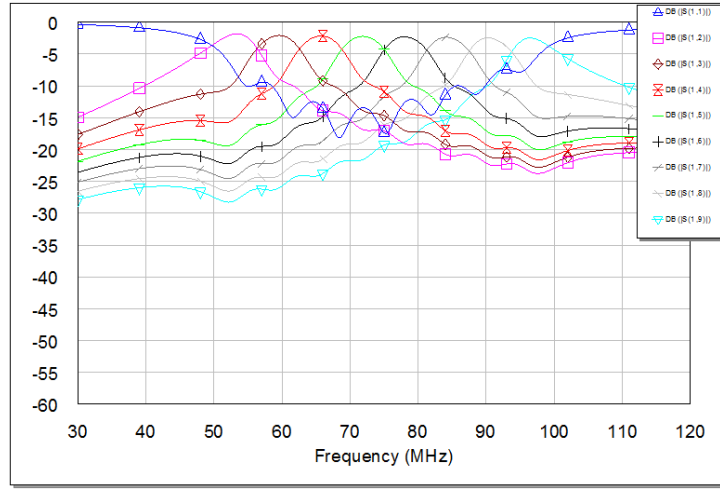


Figura 6.6: Resposta da Cóclea com elementos discretos e sem perdas

6.1.3 Cóclea de 3º Ordem

Na subsecção anterior concluiu-se que a ordem dos filtros de canal não era suficiente para elevar a resposta da Cóclea. Nesta subsecção, a ordem dos filtros de canal é aumentada para 3, onde cada filtro é desenhado isoladamente de forma a cumprir as especificações em frequência para cada canal (Tabela 7). Posteriormente, os filtros são conectados às respectivas portas da Cóclea resultando num esquema semelhante ao da figura 6.7.

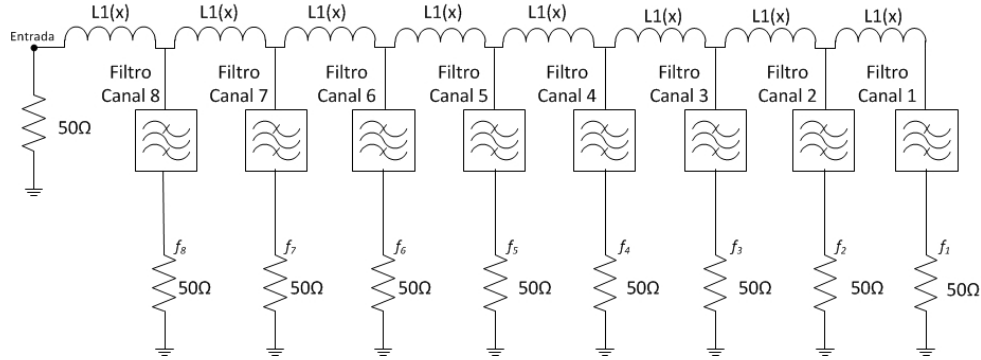


Figura 6.7: Esquema da Cóclea Discreta com filtros de ordem elevada

Os filtros individuais foram desenhados através do *wizard* do simulador, seguindo a realização *Butterworth* e com atenuação de $6dB$ à frequência de corte.

Para terminar o desenho da Cóclea falta apenas conhecer o valor de $L_1(x)$ que pode ser calculado segundo a equação (6.18) - considera-se que $C(x) = C_{1f}$, para cada um dos filtros desenhados. Assim, para $f_{Lowi}(x=0) = 750MHz$, é possível obter-se a resposta da figura 6.9. Verifica-se uma melhoria comparativamente com resposta da figura (6.6) havendo menores perdas por inserção para cada canal, melhor atenuação fora de banda e uma natural melhoria da selectividade. No entanto, observa-se também uma ligeira degradação de algumas respostas, como é o caso dos canais de frequência mais alta. Tal deve-se à característica passa-baixo apresentada pela linha de transmissão e que causa atenuação para os canais mais próximos da

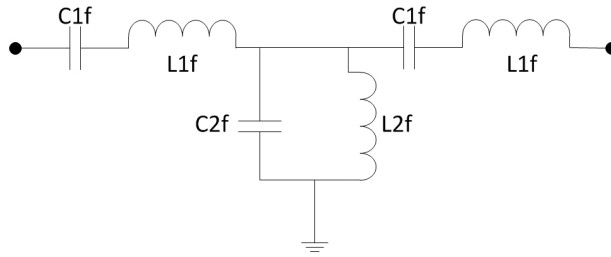


Figura 6.8: Esquema dos filtros passa-banda discretos

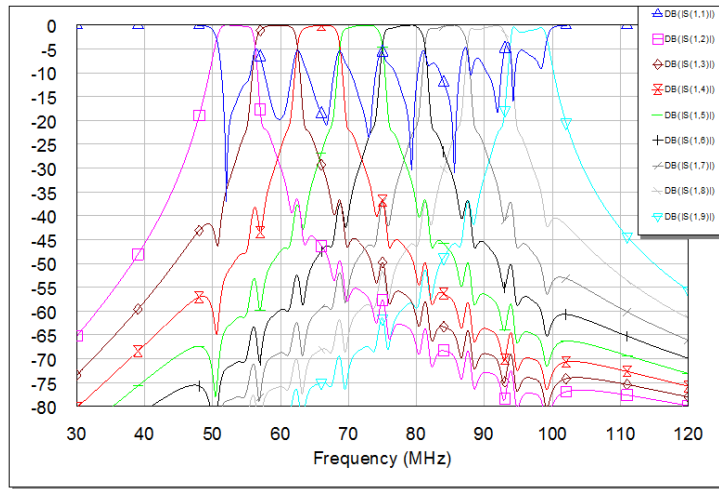


Figura 6.9: Resposta da Cóclea Discreta de ordem alta

entrada. Isto acontece porque a ordem do efeito passa-baixo vai aumentando com a distância à porta de entrada, tal como sugere a figura seguinte:

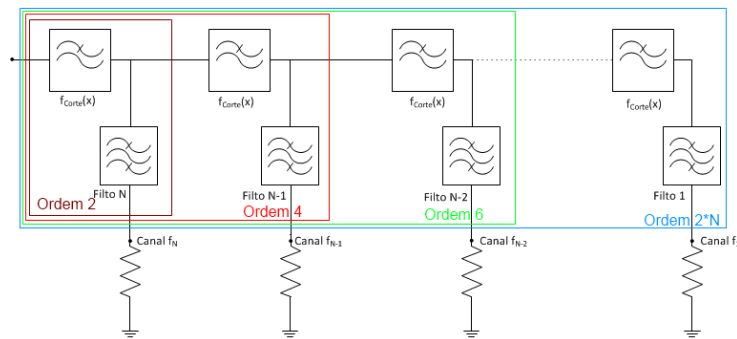


Figura 6.10: Efeito passa-baixo da Cóclea

Assim, o filtro passa-baixo colocado na posição x tem a sua ordem melhorada pelos restantes filtros que o antecedem. A ordem de um filtro está relacionada com o melhor ou pior comportamento de transição entre a banda de passagem e a banda de rejeição. Portanto, conclui-se que os filtros passa-baixo mais próximos da entrada, que são os de menor ordem, apresentam uma faixa de transição muito alongada na frequência. Assim, antes da sua frequência de corte, estes elementos podem já exibir atenuação e, portanto, estarão

a degradar a resposta em magnitude dos filtros passa-banda próximos de si. A solução para contornar este problema passa por induzir uma aumento da ordem dos filtros passa-baixo que desenham a linha de transmissão. Isso faz-se introduzindo dois circuitos passa-baixo na linha de transmissão. Esses circuitos

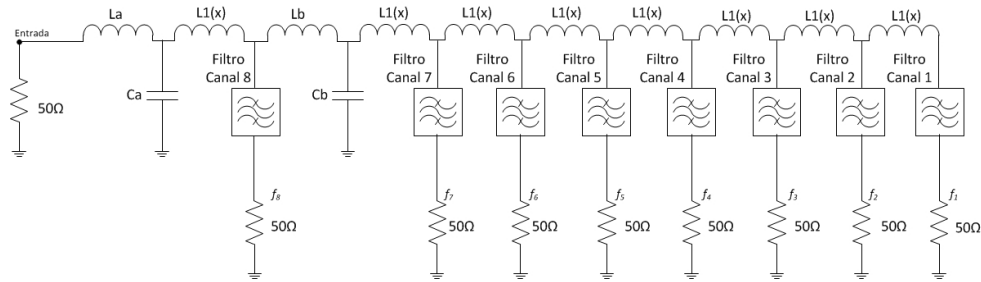


Figura 6.11: Proposta de otimização da Cóclea de 8 canais - Aumento da ordem da linha de transmissão

serão constituídos pelos elementos L_a , L_b , C_a e C_b e permitem aumentar a ordem do efeito passa-baixo e, por fim, reduzindo a atenuação dos canais de mais próximos da entrada. Chamar-se-á ao circuito $L_a C_a$ o “Circuito A” e a $L_b C_b$ o “Circuito B”. As frequências de corte óptimas dos circuitos A e B foram ajustadas com a ajuda do simulador, resultando na seguinte resposta:

$$\begin{cases} f_{Lowi}(x=0) = 718MHz \\ f_{CircuitoA} = 635MHz \\ f_{CircuitoB} = 146MHz \end{cases} \quad (6.19)$$

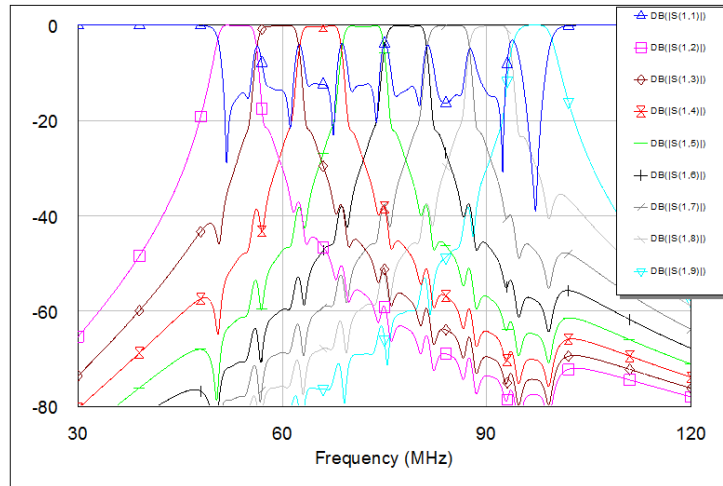


Figura 6.12: Resposta da Cóclea Discreta de ordem alta otimizada

Como se vê na figura anterior, a introdução dos circuitos A e B resultou numa melhoria das respostas dos canais 7 e 8. Em conclusão, verificam-se perdas por inserção nulas, baixas perdas por retorno ($RL \approx -15dB$), boa atenuação fora de banda, boa selectividade e poucas interferências entre canais. O aumento da ordem dos filtros passa-banda e a introdução dos circuitos A e B permitem assim uma elevação da performance da Cóclea e cumprindo-se assim os requisitos para aplicação da Cóclea no *Front-End* de *Software Defined Radio* de 64 canais proposto nesta tese.

6.1.4 Cóclea Invertida com Filtros *Coupled*

Os resultados da Cóclea com filtros de 3º ordem, obtidos em simulação com elemento ideais, cumprem os objectivos pretendidos. No entanto, no mundo real, os elementos discretos apresentam perdas que limitam o seu desempenho num circuito. Nesta perspectiva, a configuração anterior peca pelo uso excessivo de indutâncias, elementos que têm um factor de qualidade (*unloaded quality factor*⁴⁴) muito reduzido - tipicamente entre 30 e 100 [47, 48, 49]. Por outro lado, os condensadores apresentam um melhor factor de qualidade, tipicamente entre 500 a 2000 [50] para as frequências consideradas. Assim, na prática, os condensadores provocam menores perdas de transmissão comparativamente com as indutâncias. Partindo desse conhecimento, nesta subsecção, é proposta uma nova versão da Cóclea onde a linha de transmissão anteriormente formada por indutâncias passa a ser desenhada com condensadores, minorando as perdas na realização prática do circuito. A figura seguinte mostra o esquema proposto para esta nova versão da Cóclea:

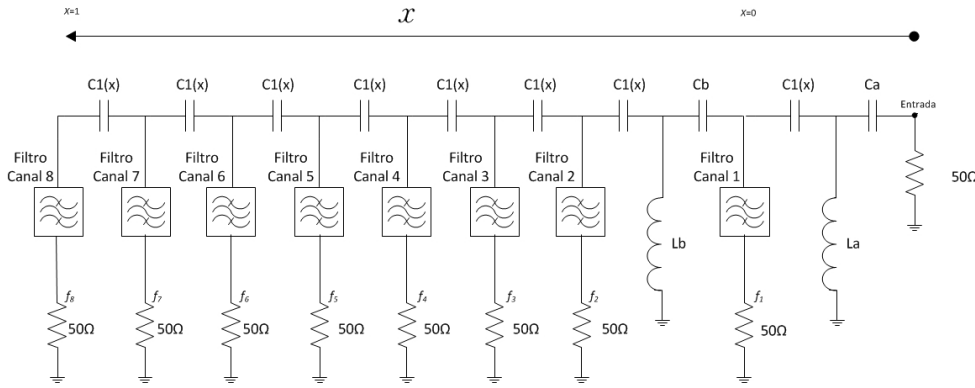


Figura 6.13: A Cóclea Invertida de 8 canais

Com esta nova configuração, a linha de transmissão é formada apenas por condensadores, passando a ter um comportamento passa-alto em frequência. Por essa razão, a ordenação dos canais em relação à entrada tem de ser invertida - daí a designação “Cóclea Invertida”. Na prática, usando elementos discretos não ideais, a Cóclea Invertida deverá proporcionar menores perdas para cada canal comparativamente com a Cóclea convencional já que a linha de transmissão (condensadores) tem agora um melhor factor de qualidade.

Se a realização prática é uma preocupação, então também o desenho dos filtros individuais deve ser revista. Os filtros anteriores, obtidos através do *wizard* do simulador, foram desenhados acreditando que todos os seus elementos podem ser obtidos no mercado de componentes. No entanto, os componentes discretos são fabricados seguindo uma série limitada de valores. Tipicamente, para se ir de encontro a esses valores de série, é costume fixar-se o valor das indutâncias e, para cada circuito ressonante, calcular-se o valor do condensador que mantém a mesma frequência de ressonância.

$$C = \frac{1}{(2\pi f_{\text{ressonancia}})^2 L} \quad (6.20)$$

No entanto, embora mantenha a frequência central do filtro, esta solução pode alterar significativamente o comportamento nas bandas de transição do filtro, reduzindo a sua selectividade. Assim, pretende-se redesenhar os filtros de forma a que seja possível incluir valores de mercado para as indutâncias e condensadores e sem alterar significativamente a resposta dos mesmos. Para esse efeito, existe uma

⁴⁴ Anexo (B.5)

realização para filtros passa-banda que resulta de modificações ao esquema do filtro convencional e que se destaca por possibilitar uma maior flexibilidade na escolha dos elementos discretos a usar. Essa realização é conhecida como *Coupled Filter*[51]. Para além de permitir uma maior flexibilidade na escolha dos valores

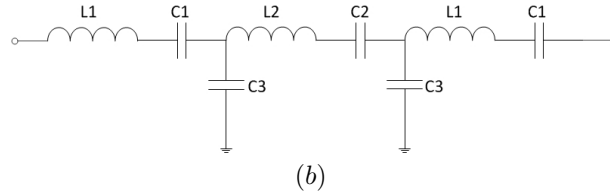


Figura 6.14: A configuração de um *Coupled filter*

dos componentes, a existência de vários condensadores em *shunt*⁴⁵ permite corrigir erros de construção, seja no processo de soldagem ou devido a maus contactos que causem o aparecimento de capacidades parasitas [52]. Através do ajuste de C_3 será possível atenuar essas capacidades.

Os *Coupled Filters* resultam da transformação do esquema passa-banda convencional, por aplicação das propriedades dos inversores de imitância⁴⁶. Os inversores de imitância são estruturas em T ou em π , desenhadas por condensadores ou indutâncias, e que permitem que o circuito ressonante paralelo à massa passe a ser visto como um circuito ressonante série, e *vice-versa*. Assim, a conversão da realização convencional para a realização *Coupled* é feita através da inserção de malhas de inversão, como mostra a figura 6.15 b) - K1 e K2 representam malhas inversoras de imitância. Aplicando uma das várias malhas de inversão existentes⁴⁷ é possível chegar ao circuito da figura 6.15 c). Note-se que os valores negativos são absorvidos pelos restantes condensadores que se encontram em série. Depois desse cálculo, chega-se finalmente à configuração desejada.

De seguida, tenta-se provar que as modificações não alteram a natureza do circuito.

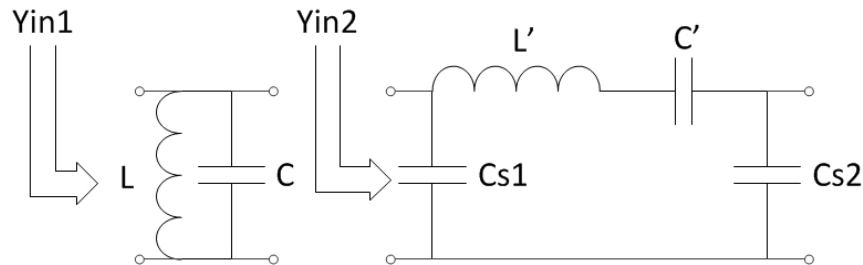


Figura 6.16: Prova de equivalência entre circuitos ressonantes

Assim, pretende-se provar que os circuitos ressonantes da figura 6.16 apresentam o mesmo comportamento, isto é, as admitâncias Yin_1 e Yin_2 são conceptualmente equivalentes. A admitância Yin_1 pode ser dada por:

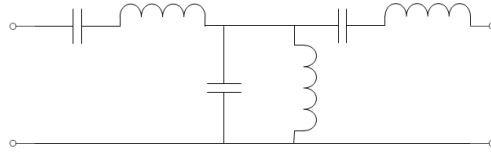
$$Yin_1 = j \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right) \quad (6.21)$$

Por outro lado, a admitância Yin_2 pode ser dada por:

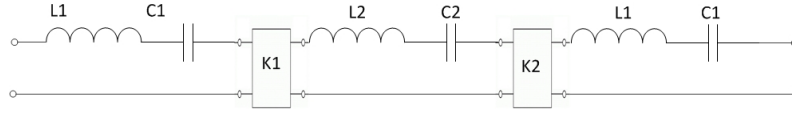
⁴⁵Em paralelo ao circuito e ligado à massa

⁴⁶Anexo B.3

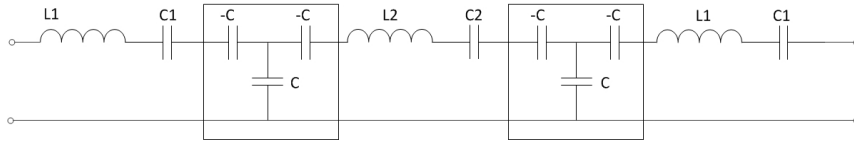
⁴⁷Anexo B.3 figura B.7



(a) Configuração convencional



(b) Introdução das malhas de inversão



(c) Configuração Coupled pretendida

Figura 6.15: Transformação do filtro convencional em Coupled filter

$$Yin_2 = j\omega Cs_1 + \left\{ (j\omega C') \parallel \left(\frac{1}{j\omega L'} \right) \right\} + j\omega Cs_2 \quad (6.22)$$

$$Yin_2 = j \left(\omega (Cs_1 + Cs_2) - \frac{1}{\omega L' - \frac{1}{\omega C'}} \right) \quad (6.23)$$

Comparando as equações (6.21) e (6.23) pode verificar-se que os circuitos ressonantes apresentam comportamentos semelhantes. Falta apenas garantir que:

$$C = Cs_1 + Cs_2 \quad (6.24)$$

$$L = L' - \frac{1}{\omega^2 C'} \quad (6.25)$$

Relembrando, o interesse destas transformações é obter uma realização para os filtros que permita o uso de indutâncias e condensadores com um valor disponível em mercado. Especificamente as indutâncias, cujo factor de qualidade é mais crítico, devem ser escolhidas com mais detalhe. Depois de uma atenta observação pelas indutâncias em mercado, encontrou-se particularmente uma que apresentava um bom factor de qualidade para a gama de frequências de operação da Cóclea. Assim, optou-se por usar esse valor único de indutância para os 8 filtros passa-banda. Para terminar o desenho dos filtros, é ainda necessário encontrar um equilíbrio entre valores desejados para os condensadores e os existentes em mercado. A vantagem dos *Coupled Filters* é que a capacidade C_3 que faz o acoplamento entre os circuitos ressonantes série confere maior flexibilidade à escolha dos valores desses circuitos ressonantes. Agindo

sobre esta capacidade é possível reequilibrar a resposta do filtro. A tabela 9 apresenta os valores dos componentes para cada um dos filtros *Coupled* projectados - todos os valores podem ser obtidos em mercado de componentes. Para a obtenção do valor de C_3 usam-se condensadores de valor fixo em paralelo com

	Filtro 1	Filtro 2	Filtro 3	Filtro 4	Filtro 5	Filtro 6	Filtro 7	Filtro 8
L1	$1.5\mu H$	$1.5\mu H$	$1.5\mu H$	$1.5\mu H$	$1.5\mu H$	$1.5\mu H$	$1.5\mu H$	$1.5\mu H$
L2	$1.5\mu H$	$1.5\mu H$	$1.5\mu H$	$1.5\mu H$	$1.5\mu H$	$1.5\mu H$	$1.5\mu H$	$1.5\mu H$
C1	$6.2pF$	$4.9pF$	$3.9pF$	$3.2pF$	$2.7pF$	$2.3pF$	$2pF$	$1.7pF$
C2	$6.8pF$	$5.1pF$	$4.1pF$	$3.4pF$	$2.8pF$	$2.4pF$	$2.1pF$	$1.8pF$
C3	$80pF$	$76pF$	$70pF$	$63pF$	$60pF$	$54pF$	$48pF$	$40pF$

Tabela 9: Tabela de valores dos filtros *Coupled*

condensadores variáveis. Essa opção permitirá de alguma forma reagir activamente perante os possíveis desvios das respostas devido à tolerância dos componentes.

Após o desenho dos filtros individuais, para concluir o desenho da Cóclea Invertida falta apenas o cálculo do valor da capacidade $C_1(x)$ da linha de transmissão. Relembrando, a linha de transmissão é agora formada por condensadores, pelo que apresenta uma efeito passa-alto cuja frequência de corte evolui positivamente com x . Por essa razão, o canal mais próximo da porta de entrada é agora o canal de menor frequência. Repare-se que, na figura 6.13, foram colocados os circuitos A e B, que agora são do tipo passa-alto, e que permitem a adaptar os canais mais próximos da porta de entrada - efeito análogo ao explicado na secção anterior. Recorrendo ao simulador, calculou-se o valor de $C_1(x)$ e verificou-se que este pode ser constante ao longo da linha. Foram ainda calculados os valores para os circuitos A e B que melhor adaptam o sistema (tabela 10). .

$C_1(x)$	C_A	L_A	C_B	L_B
$330pF$	$180pF$	$1\mu H$	$180pF$	$240nH$

Tabela 10: Valores práticos da linha de transmissão da Cóclea

A seguinte simulação (figura 6.17) foi obtida na presença de perdas, tendo sido usados os parâmetros S, fornecidos pelo fabricante, para cada componente usado - Factor de qualidade entre 70 e 80 para as indutâncias, e um factor de qualidade acima de 500 para os condensadores.

Da resposta obtida, verifica-se que as perdas por inserção variam entre $-3.1dB$ para o primeiro canal e $-3.8dB$ para o último canal. Não se verifica portanto um aumento significativo das perdas com a distância do canal à porta de entrada. No que diz respeito à adaptação relativamente à porta de entrada, a simulação indicou um *Return Loss* inferior a $-15dB$ para a banda de passagem de todos os canais, excepto o último canal em frequência que apresenta um valor ligeiramente superior. Verifica-se ainda que os filtros apresentam boa atenuação fora de banda, boa selectividade e respeitam a largura de banda pré-estabelecida - de $50MHz$ até $100MHz$.

Para além da observação da resposta da Cóclea Invertida, é também importante a verificação de medidas que indiquem o nível de distorção de fase introduzido nos sinais multiplexados. Para esse efeito simula-se o atraso de grupo⁴⁸ associado a cada canal da Cóclea Invertida (figura 6.18) .

⁴⁸Anexo (B.6)

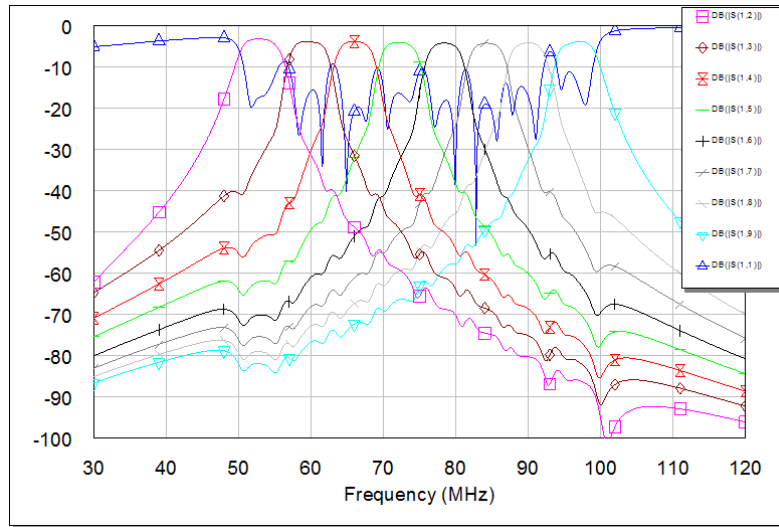


Figura 6.17: Resposta simulada da Cóclea Invertida com valores práticos

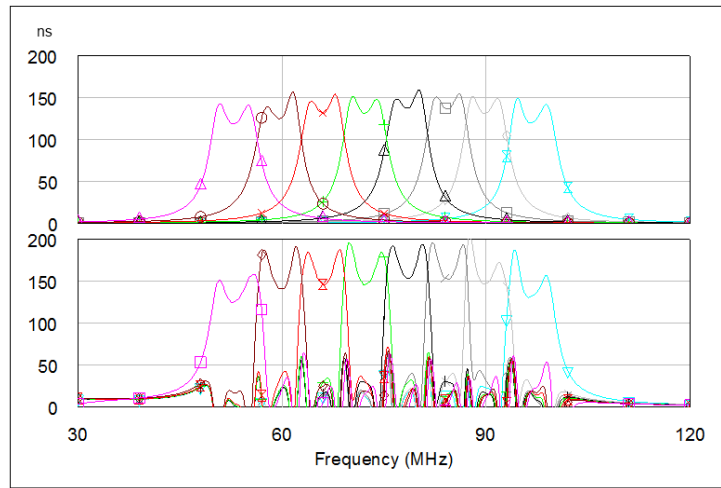


Figura 6.18: Atraso de grupo da Cóclea Invertida com perdas (em baixo) *versus* atraso de grupo dos filtros coupled individuais (em cima)

Analisando o atraso de grupo obtido, verifica-se que a Cóclea aumenta ligeiramente as variações do atraso de grupo na banda de passagem de cada canal. Tal deve-se ao ligeiro aumento da selectividade dos filtros colocados em cada canal da Cóclea Invertida. Na Parte IV deste documento, esta configuração será processada segundo o método de cálculo de Bancos de Filtros Híbridos, e ver-se-á que, quer em fase quer em magnitude, o método de inversão consegue compensar as distorções provocadas por esta configuração.

Pretende-se agora ter uma ideia concreta das vantagens da Cóclea Invertida relativamente à Cóclea convencional, apresentada na subsecção 6.1.3. Para isso foi simulada a resposta da Cóclea convencional nas mesmas condições da Cóclea Invertida, isto é, com os filtros *Coupled* e sob o efeito de perdas - considerando um factor de qualidade de 60 para as indutâncias da linha de transmissão.

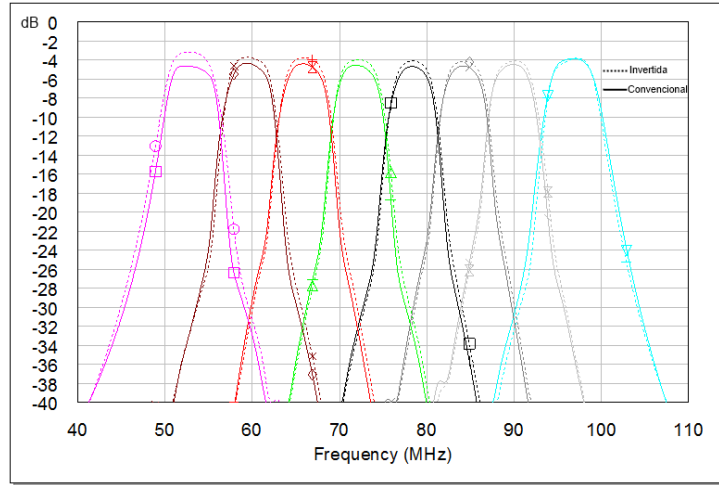


Figura 6.19: Resposta simulada da Cóclea convencional com valores práticos

A figura (6.19) apresenta a simulação da Cóclea convencional em comparação com a Cóclea Invertida (tracejado). Da comparação das perdas entre as configurações, é possível verificar que a configuração da Cóclea Invertida pode apresentar ganhos superiores a $1dB$ relativamente à versão convencional, o que mostra a vantagem da sua utilização. Como referido anteriormente, as superiores perdas da Cóclea convencional devem-se ao mau factor de qualidade da linha de transmissão e, portanto, os canais mais afastados da porta de entrada (canais de menor frequência) sofrem maior atenuação.

Em suma, a Cóclea Invertida realizada com filtros passa-banda do tipo *Coupled*, permite uma melhor performance em comparação com as propostas convencionais apresentadas em [45]. Em sistemas que contemplem um maior número de canais de saída, a Cóclea Invertida deverá apresentar resultados ainda melhores que o da Cóclea convencional.

6.1.5 Medições da Cóclea Invertida

Recorrendo ao software OrCad para desenho de circuitos impressos, desenhou-se o circuito da Cóclea Invertida com filtros *Coupled* (esquemático no Anexo C.1). Para a implementação do circuito usou-se um substrato RT/d5880 com baixa permitividade ($\epsilon_r = 2.2$) e com grossura de 1.58mm. O uso de uma baixa permitividade permitirá reduzir os efeitos distribuídos das linhas de transmissão que ligam os componentes entre si, permitindo assim que o projecto deste multiplexer seja essencialmente um cálculo de valores discretos. A imagem 6.20 apresenta a realização prática da Cóclea Invertida de 8 canais - Esquema da placa impressa no anexo C.2.

Através de um *Network Vector Analyser* mediu-se os parâmetros S associados a cada porta. A figura 6.21 mostra as medições obtidas para cada canal, com os restantes adaptados a 50Ω . Observando a resposta medida, verifica-se que o circuito apresenta um comportamento perto do desejado. Não se regista um grande aumento de perdas desde o primeiro canal (mais perto da entrada) até ao último canal (mais longe da entrada) o que valida a proposta da Cóclea Invertida relativamente à proposta convencional. O valor médio das perdas para cada canal é de $5dB$ o que indicia um acréscimo de $2dB$ relativamente ao circuito simulado. Este acréscimo de $2dB$ deverá estar associado a perdas no substrato. Adicionalmente, verifica-se que a largura de banda total dos 8 canais aparece reduzida em cerca de 8MHz e que os canais se encontram ligeiramente deslocados das suas frequências pretendidas. Ainda da figura 6.21, é possível observar que o parâmetro S_{11} apresenta-se alto para alguns dos canais, como é o caso do terceiro, sexto e oitavo filtro. Estes defeitos observados devem-se ao facto de os comprimentos de linha que ligam os

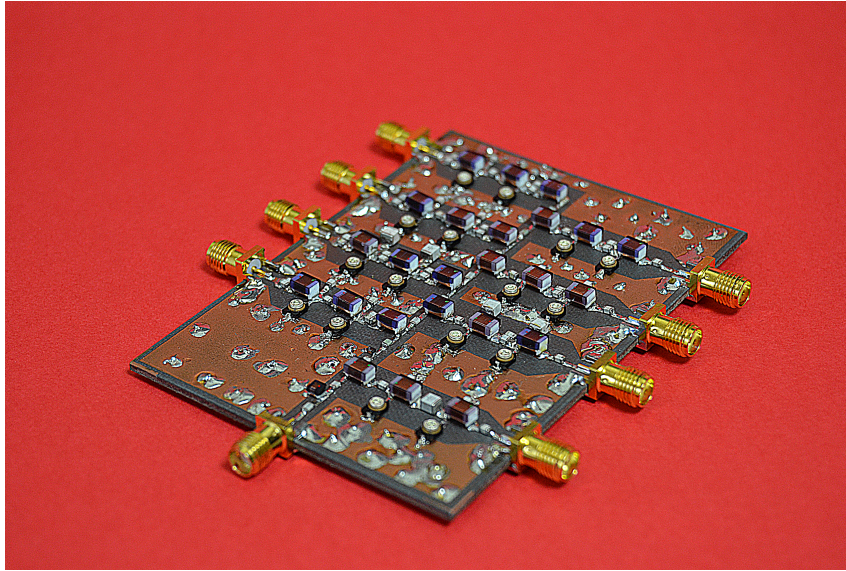


Figura 6.20: A realização prática da Cóclea Invertida

componentes não serem desprezáveis provocando perdas e efeitos de dispersão⁴⁹ que alteram as respostas esperadas para o circuito discreto. Na verdade, as linhas que ligam os componentes são linhas *Microstrip*. Em *Microstrip* parte da onda incidente propaga-se pelo ar e outra parte propaga-se no substrato, havendo assim uma diferença na velocidade de propagação entre os dois, já que o dielétrico atrasa a velocidade de fase da onda incidente.

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} \quad (6.26)$$

Embora a constante dielétrica do substrato escolhido seja baixa e se tenha feito um esforço para reduzir o espaçamento entre os componentes, a verdade é que os comprimentos de linha usados para ligar os componentes entre si têm influencia na propagação do sinal e acabam por alterar as respostas projectadas para o circuito discreto. Por acréscimo, os diferentes tamanhos dos componentes usados (tabela 11) obrigam o recurso a diferentes larguras de linha. Essas variações de largura correspondem na prática a variações de impedância característica, podendo essa impedância apresentar um comportamento indutivo⁵⁰ ou capacitivo⁵¹ que acaba por alterar o comportamento dos filtros.

Package	Largura (mm)
1812 (Indutâncias)	2.54
0805 (Condensadores)	1.24
0603(Condensadores)	0.76

Tabela 11: Largura dos componentes usados

Assim, a solução para otimizar a resposta deste multiplexer é recorrer a processos de montagem mais eficazes, que permitam a soldagem de componentes em espaços muito reduzidos o que permitirá que estes

⁴⁹Dispersão significa que sinais de diferentes frequências podem viajar a velocidades distintas

⁵⁰Caso a linha tenha um pequeno comprimento e impedância alta - Ver Stepped Impedance Filters

⁵¹Caso a linha tenha um pequeno comprimento e impedância baixa - Ver Stepped Impedance Filters

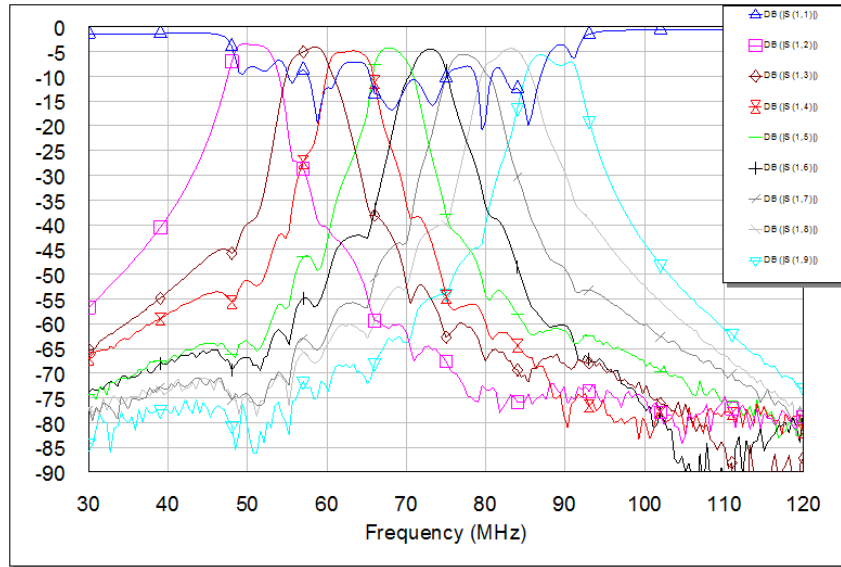


Figura 6.21: Medições da Cóclea Invertida - coeficientes de transmissão

sejam ligados por linhas de comprimento desprezável. Outra alteração que poderá ser vantajosa será a uniformização do tamanho dos componentes discretos usados, o que diminuirá os efeitos distribuídos num circuito que se quer apenas discreto. Para tal, poderá ser necessário recalcular os valores dos componentes por forma a se reduzir o valor das indutâncias, permitindo assim o uso de *chip inductors* cujo tamanho é mais reduzido - para o valor $1.5\mu H$ apenas existem indutâncias bobinadas as quais apresentam tamanhos superiores.

Parte IV

Desenho do Banco de Síntese

Terminado o desenho dos multiplexers, é então conveniente analisar o comportamento desses sistemas em Bancos de Filtros Híbridos. Pretende-se assim saber se, usando os dispositivos que projectados anteriormente, a decomposição e recomposição do sinal num banco de filtros é feita sem perdas de informação que comprometam a performance do sistema. Para tal, o método de projecto de Bancos de Filtros Híbridos apresentado na secção 3 foi usado. Partindo da resposta em frequência dos multiplexers desenhados são calculados os filtros digitais que garantem a melhor reconstrução do sinal. A avaliação da validade do sistema é feita através da análise dos termos de distorção e *aliasing* introduzidos durante o processo.

Inicialmente considera-se que o sistema a inverter é relativo ao *Front-End* de Software Defined Radio de 8 canais proposto na Introdução. Assim, serão invertidos os Multiplexers de Alta Frequência desenhados e verificar-se-ão os custos de distorção e *Aliasing* associados a esse sistema. Posteriormente, são também calculados os filtros de síntese que completam o *Front-End* de *Software Defined Radio* de 64 canais sugerido na Introdução (Secção 2).

7 A Inversão dos Multiplexers Analógicos

Considere o seguinte Banco de Filtros Híbrido da figura 7.1. O objectivo nesta secção é calcular os

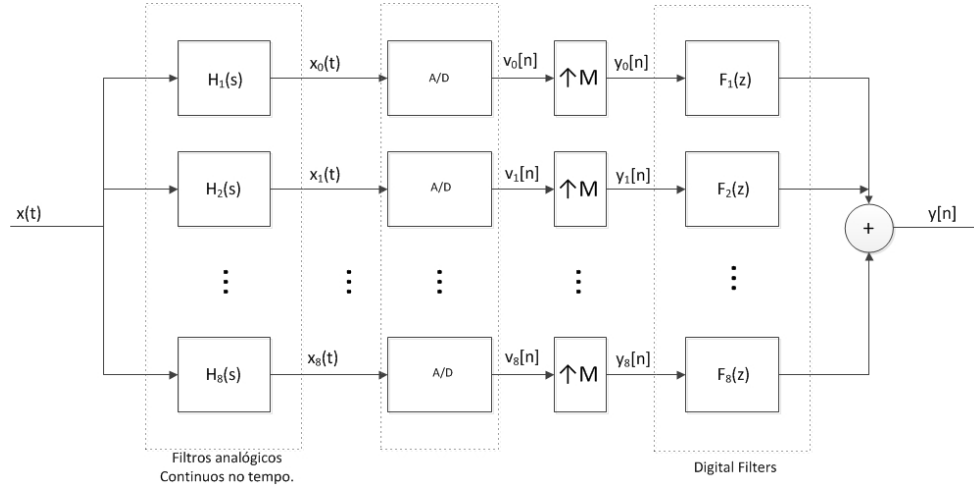


Figura 7.1: Banco de filtros híbrido de 8 canais

filtros digitais que minimizam os termos de *aliasing* e de distorção deste sistema assumindo que no banco de análise é usado uma das seguintes configurações: o Ring-Manifold Multiplexer; o Double Star Junction Multiplexer; a Cóclea Invertida multiplexer. Para realizar esse estudo recorre-se a uma aplicação computacional em *Matlab*[36] do método apresentado na secção 3. Para os três casos, assume-se que as ADCs estão a trabalhar em *subsampling* e portanto:

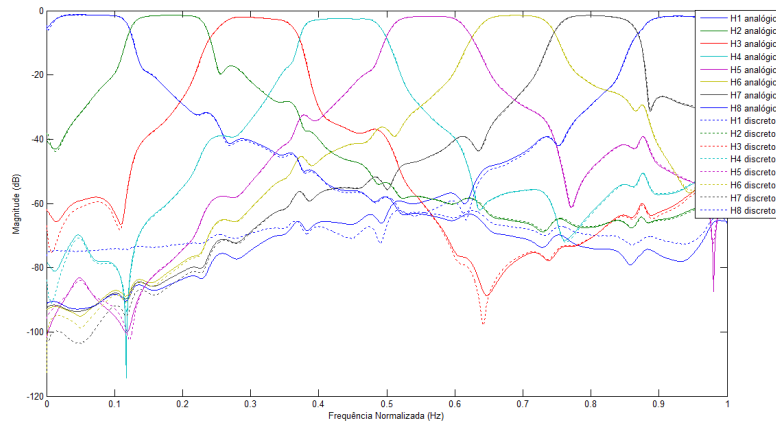
$$f_{sampling} = 2 * B \quad (7.1)$$

onde B é a largura de banda do sinal de entrada. Nos casos do Ring-Manifold Multiplexer e do Double Star Junction B será $400MHz$. No caso da Cóclea Invertida, B será $50MHz$.

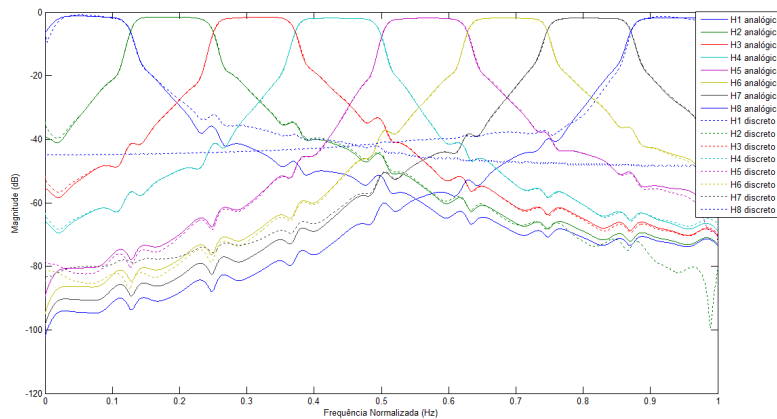
Para se poder computar o método de Inversão é necessário conhecer a versão digital dos multiplexers desenhados anteriormente. Para tal, usou-se a função *invfreqz* do *Matlab*, que retorna os coeficientes do filtro digital que melhor aproxima determinada resposta em frequência (as respostas simuladas anteriormente ou medidas na prática). Assim, as respostas $H_i(s)$ medidas ou importadas do simulador de microondas, são convertidas para uma representação digital $H_i(Z)$, através de realizações FIR de ordem 512.

7.1 Inversão do Multiplexer da Alta Frequência

Nesta subsecção é calculada a inversão do banco de análise construído através do Ring-Manifold Multiplexer e do Double Star Junction Multiplexer. Para tal, são usadas as respostas em frequência simuladas nas secções 5.2.8 e 5.3.4. Antes de mais, é necessário encontrar uma representação digital de ambas as respostas por forma a poder-se aplicar o método explicado na secção 3. Essas representações digitais são apresentadas na figura 7.2. Observando a representação digital da resposta do Ring-Manifold



(a) Versão digital do Ring-Manifold Multiplexer



(b) Versão digital do Double Star Junction Multiplexer

Figure 7.2: Representação digital do Ring-Manifold Multiplexer e do Double Star Junction Multiplexer *versus* a representação contínua

Multiplexer, verifica-se que é concordante com a resposta original, obtida no simulador de microondas. Também a representação digital da resposta em frequência do Double Star Junction Multiplexer parece ser coerente com a resposta original, excepto nas bandas de rejeição do primeiro e último canal. Para as análises seguintes assumir-se-à que estes desvios podem ser negligenciados. No entanto, no futuro estes desvios devem ser ultrapassados, provavelmente recorrendo a operações de baixo nível em processamento de sinal, que garantam que os filtros digitais tenham resposta causal, estável e equivalente à resposta dos filtros contínuos no tempo.

De seguida, deve-se calcular o número de condição da matriz H (número de condição da equação (3.13)) como forma de avaliar a invertibilidade de cada multiplexer. Analisando os resultados da figura 7.3

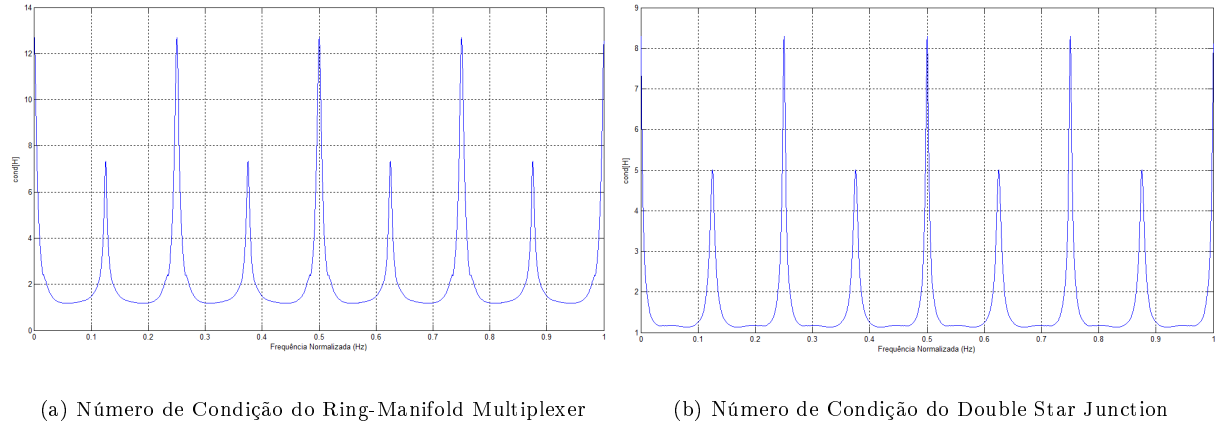


Figure 7.3: Número de condição da matriz H para ambos os multiplexers.

entende-se que para ambos os multiplexers, o número de condição é relativamente baixo, e portanto não haverá problemas na inversão das suas respostas - existem apenas alguns picos para as frequências em que se cruzam respostas de canais de filtros adjacentes aos quais o método irá responder com ganho digital.

Continuando a sequência de operações, com $Q = 2048$ (o número de pontos usados para amostrar a resposta dos filtros de síntese), $L = 1024$ (a ordem dos filtros de síntese) e $d = L/2$ (o atraso temporal considerado) foram obtidos os filtros de síntese apresentados na figura seguinte:

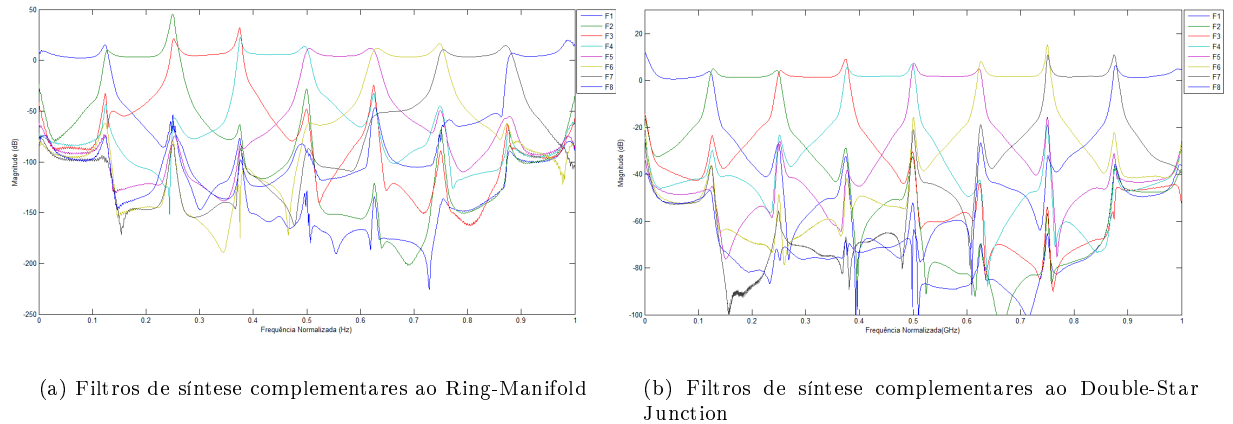
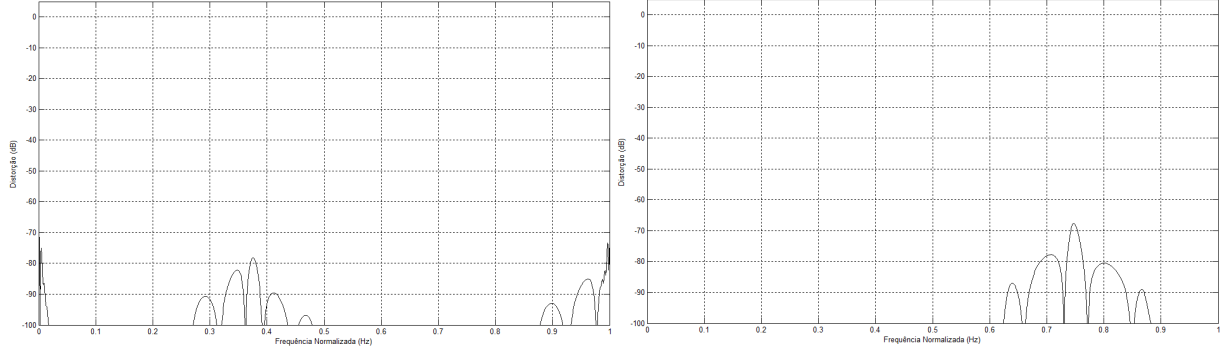


Figure 7.4: Resposta em frequência dos filtros de síntese calculados

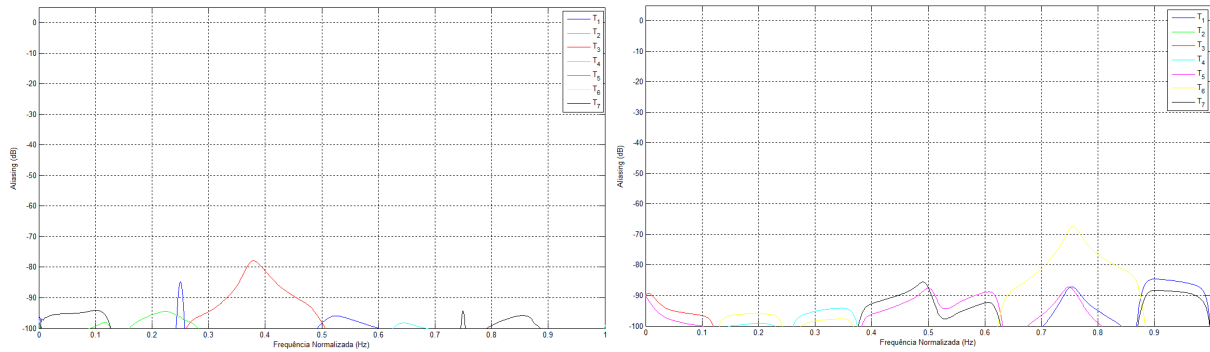
Da figura anterior, verifica-se que o método tenta corrigir com ganho as perdas apresentadas pelo Ring-Manifold Multiplexer e pelo Double Star Junction Multiplexer. Apresentam-se de seguida as estimativas de distorção e *aliasing* associados à reconstrução do sinal em cada Banco de Filtros Híbrido criado.



(a) Distorção no HFB com Ring-Manifold

(b) Distorção no HFB com Double Star Junction

Figura 7.5: Distorção associada a cada Banco de Filtros Híbrido criado.



(a) Aliasing no HFB com Double Star Junction

(b) Aliasing no HFB com Double Star Junction

Figura 7.6: *Aliasing* associado a cada Banco de Filtros Híbrido criado

Analisando os resultados da figura 7.5, verifica-se que os termos de distorção não são alarmantes sendo sempre inferiores a $-80dB$ para ambos os multiplexers, o que é bastante bom. Analisando os resultados da figura 7.6, verifica-se que os termos de *aliasing* apresentam média inferior a $-90dB$, o que também é bastante bom. Estes termos podem até ser ignorados tendo em conta que o ruído de quantificação e o ruído de *Aperture Jitter* provocados pelo conversor A/D serão na melhor das hipóteses, segundo os padrões actuais da tecnologia, entre $-80dB$ a $-90dB$. Por acréscimo, a inversão de ambos os multiplexers decorreu na presença de perdas por inserção, que num sistema real seriam compensadas com os amplificadores de baixo ruído. Essa compensação prévia deverá simplificar trabalho ao método de inversão, possibilitando assim melhores resultados de reconstrução.

De seguida examina-se a distorção de fase provocada pelo sistema de Bancos de Filtros Híbridos associado ao Ring-Manifold Multiplexer - como se viu na secção (5.2.7), o atraso de grupo deste multiplexer pode ser crítico. Para isso, calcula-se a soma do atraso de grupo do banco de análise com o do banco de síntese:

$$GD_{HFB} = GD_{SFB} + GD_{AFB} \quad (7.2)$$

A ideia é tentar perceber até que ponto a distorção de fase, provocada pelo multiplexer analógico, é compensada pelos filtros digitais. O seguinte resultado foi obtido:

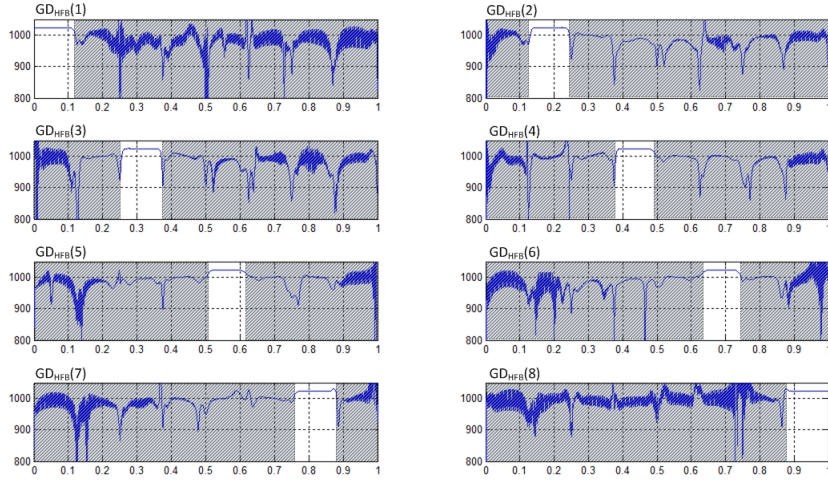


Figura 7.7: Atraso de grupo total do Banco de Filtros Híbrido associado ao Ring-Manifold

Da análise dos resultados verifica-se que, para a banda de passagem de cada canal, o atraso de grupo é constante o que significa que os filtros digitais de síntese conseguem compensar a distorção de fase provocada pelo Ring-Manifold Multiplexer. Este facto é muito importante pois permite uma despreocupação com a distorção de fase durante o desenho do multiplexer.

Em suma, não é possível traçar uma distinção maior entre a inversão do Ring-Manifold Multiplexer e a inversão do Star-Junction Multiplexer. Na verdade, o método de desenho de HFBs é suficientemente robusto para compensar quaisquer distorções que um ou outro multiplexer causem no sinal analógico. Assim, numa perspectiva de aplicação em bancos de filtros, quer um quer o outro serviriam perfeitamente para o propósito.

Verifica-se assim que é efectivamente possível projectar um *Front-End* de *Software Defined Radio* de 8 canais, com largura de banda global de 400MHz , usando ADCs a operar a 130MSPS e com resolução de cerca de 16 bits ⁵², e com resolução média efectiva de cerca de 15 bits (Assumindo distorção e *aliasing* médios de -90dB).

7.1.1 Inversão do Double Star Junction prático

Embora os resultados práticos do Double Star Junction Multiplexer se tenham desviado um pouco do esperado, deverá ainda assim ser possível realizar a sua inversão. Neste ponto é avaliado os custos da aplicação do Double Star Junction como banco de análise num Banco de Filtros Híbrido real. A figura 7.8 mostra os termos de *aliasing* e de distorção associados ao Banco de Filtros Híbrido obtido a partir do Double Star Junction. Foram usados filtros de síntese com 2048 coeficientes ($L = 2048$) e com $Q = 4096$. Embora o valor de L seja excessivo para uma situação de processamento em tempo real, será sempre possível moderar este valor através de uma escolha mais apropriada para o atraso temporal imposto durante a inversão (neste caso foi imposto $d = L/2$).

⁵²Fonte: www.national.com

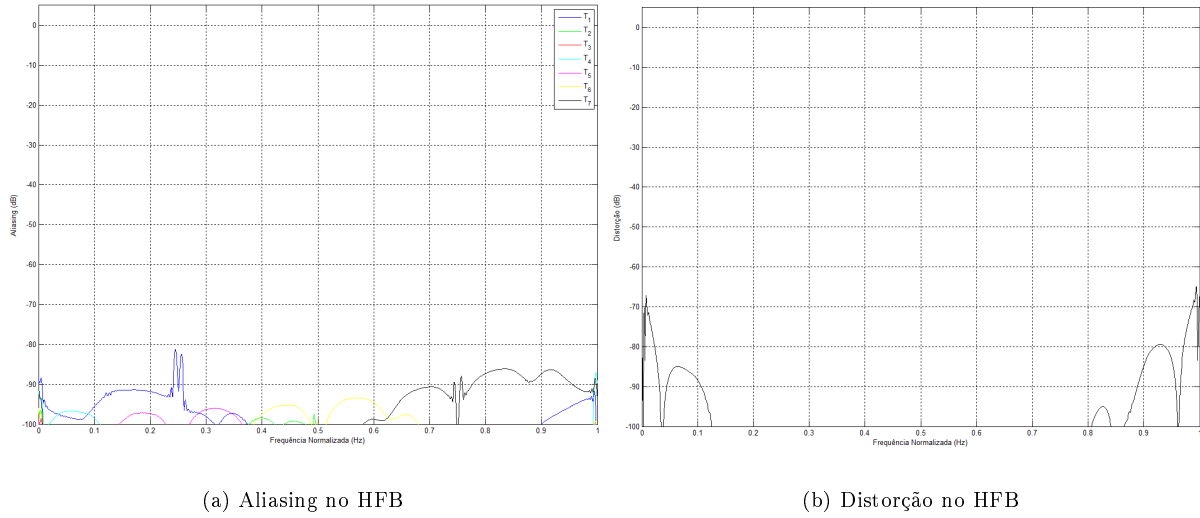


Figure 7.8: *Aliasing* e distorção para o HFB com o Double Star Junction prático

Da observação dos custos de *aliasing* e distorção, verifica-se que o método consegue compensar os defeitos da realização analógica, resultando em distorções inferiores a 90dB para a maior parte da largura de banda considerada. Prova-se assim que o método é suficientemente robusto para compensar os erros de realização prática no desenho do banco de análise, relaxando assim algumas das preocupações na sua elaboração. Prova-se também que com o Double Star Junction Multiplexer será já possível projectar um *Software Defined Radio* com largura de banda de 400MHz e resolução efectiva de 16bits para a maior parte dessa largura de banda.

7.2 Inversão da “Cóclea Invertida”

Nesta subsecção é calculado o banco de síntese que permite a reconstrução do sinal dividido pela Cóclea Invertida, obtida por simulação. A figura seguinte apresenta a representação discreta dos filtros analógicos *versus* a sua resposta contínua:

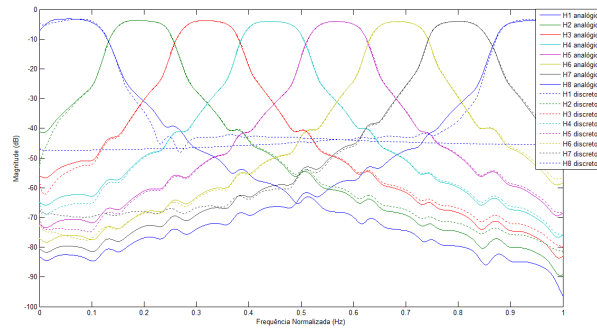


Figura 7.9: Representação digital dos filtros analógicos da Cóclea *versus* a representação contínua

Verifica-se que há apenas discordâncias nas bandas de rejeição do primeiro e do último canal, que deveriam apresentar maior atenuação. Para as análises seguintes o efeito destas discrepâncias será negligenciado. De seguida apresenta-se o número de condição associado a esses filtros:

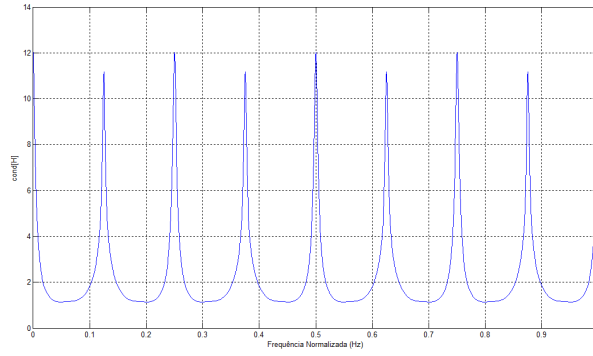


Figura 7.10: Número de condição dos filtros da Cóclea Invertida

Verifica-se que o número de condição é razoavelmente baixo pelo que não haverá problemas na inversão. De seguida apresenta-se os filtros de síntese obtidos na sequência do método de inversão, para $Q = 2048$ (número de pontos usados para amostrar as respostas dos filtros de síntese), $L = 1024$ (ordem dos filtros de síntese) e $d = L/2$ (atraso temporal):

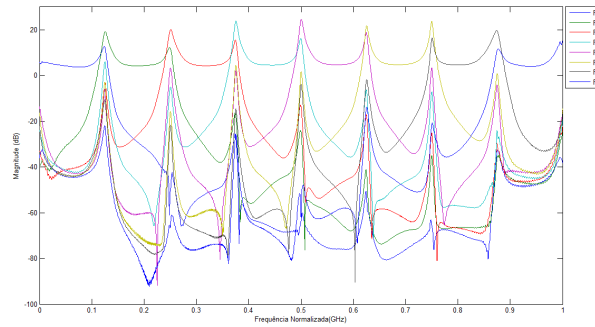
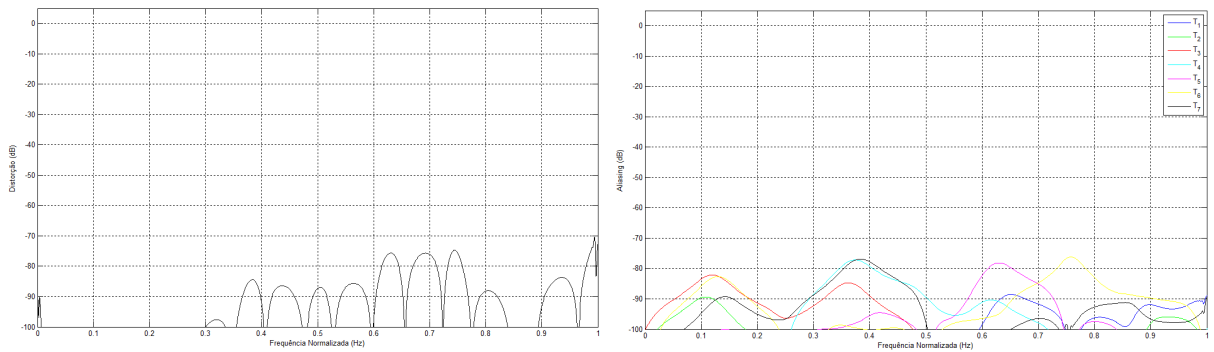


Figura 7.11: Resposta dos filtros de síntese complementares à Cóclea Invertida

E de seguida os factores de mérito da reconstrução, o *aliasing* e a distorção:



(a) Distorção no HFB

(b) Aliasing no HFB

Figure 7.12: *Aliasing* e distorção no HFB com a Cóclea Invertida

Os resultados em distorção e *Aliasing* são muito bons, apresentando-se sempre abaixo dos $-80dB$. Note-se que estes resultados podem ser melhorados mediante uma boa sintonização do ganho dos amplificadores de *driving* para a ADC. Na verdade, o método de desenho de bancos de filtros híbrido usado, tenta compensar também as perdas verificadas pelos multiplexers. Se forem tomadas precauções para evitar esse efeito, o método deverá convergir com melhores resultados de *aliasing* e distorção.

7.2.1 Inversão da Cóclea Prática

Neste ponto é invertida a realização prática da Cóclea Invertida com filtros Coupled. A figura 7.13 mostra os termos de *aliasing* e de distorção associados ao Banco de Filtros Híbrido obtido a partir da Cóclea Invertida. Foram usados filtros de síntese com 2048 coeficientes ($L = 1024$) e com $Q = 2048$. Repare-se que o valor de L pode ainda ser excessivo para uma situação de processamento em tempo real, pelo que este valor deverá ser moderado através de uma escolha mais apropriada para o atraso temporal imposto durante a inversão (neste caso foi imposto $d = L/2$).

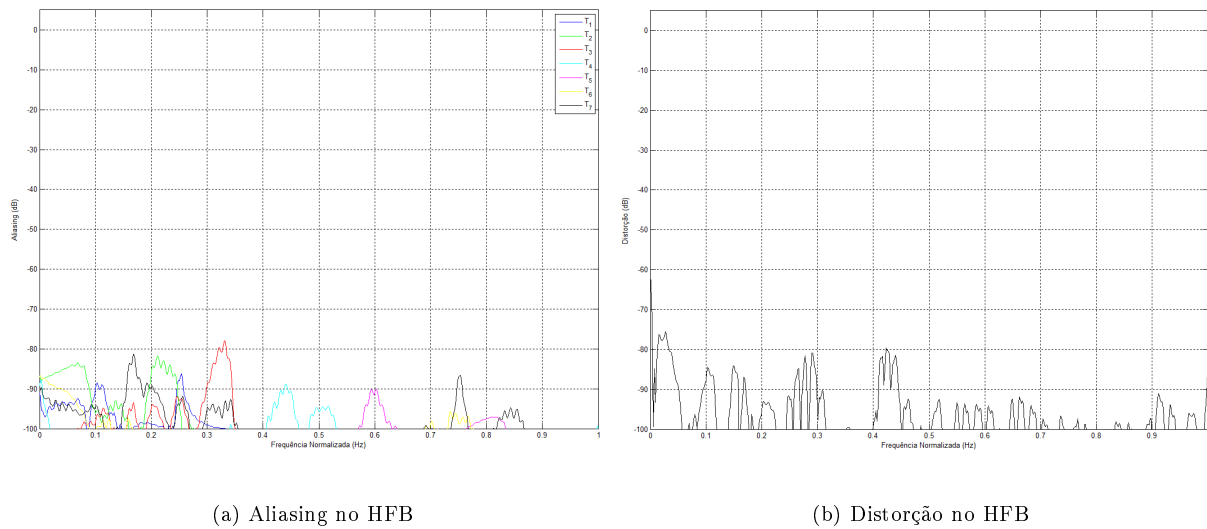


Figure 7.13: *Aliasing* e distorção para o HFB com a Cóclea Invertida prática

Da observação dos custos de *aliasing* e distorção, verifica-se que o método consegue compensar os defeitos da realização analógica, resultando em distorções inferiores a 80dB para a maior parte da largura de banda considerada. Prova-se novamente que o método é suficientemente robusto para compensar alguns dos erros de realização prática nos circuitos destinados ao banco de análise. Prova-se ainda que com a Cóclea Invertida será possível projectar um *Software Defined Radio* com 50MHz de largura de banda e resolução efectiva de cerca de 15bits. Naturalmente, existem ADCs que permitem a digitalização da mesma largura de banda e com resolução semelhante. No entanto, esses dispositivos apresentam consumos de potência muito elevados (cerca de $2W^{53}$). Com este *Front-End* será possível reduzir o consumo combinado dos conversores para cerca de 0.8W.

⁵³Fonte: www.analog.com

7.3 Inversão do Sistema Completo

Nesta subsecção são apresentados os resultados da inversão do sistema de 64 canais proposto na secção 2. Para a realização do banco de análise de alta frequência é usado o Star Junction Multiplexer e para o banco de análise de frequência intermédia é usado a Cóclea Invertida - usaram-se os resultados obtidos por simulação. Relembrando, o banco de análise é obtido em dois andares de multiplexers e para se proceder à inversão deste banco de análise, o procedimento descrito na subsecção 3.2.1 foi seguido, tendo-se usado um banco de síntese com apenas um andar de filtros, tal como sugeria a figura 3.7. Assim sendo, com $Q = 3072$ (número pontos em que é amostrada a resposta em frequência dos filtros de síntese) e $L = 1536$ (número de coeficientes dos filtros FIR de síntese) os seguintes filtros de síntese foram obtidos:

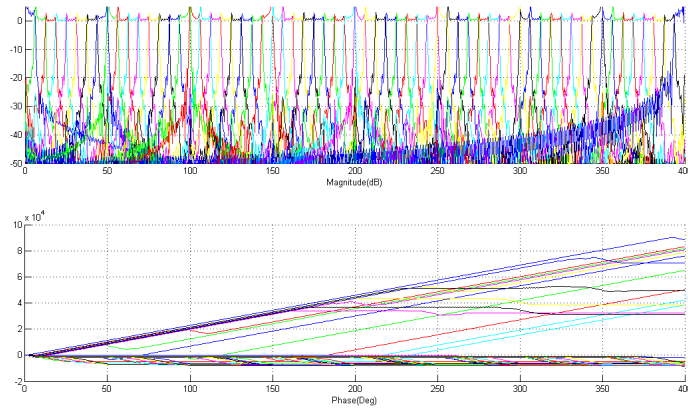
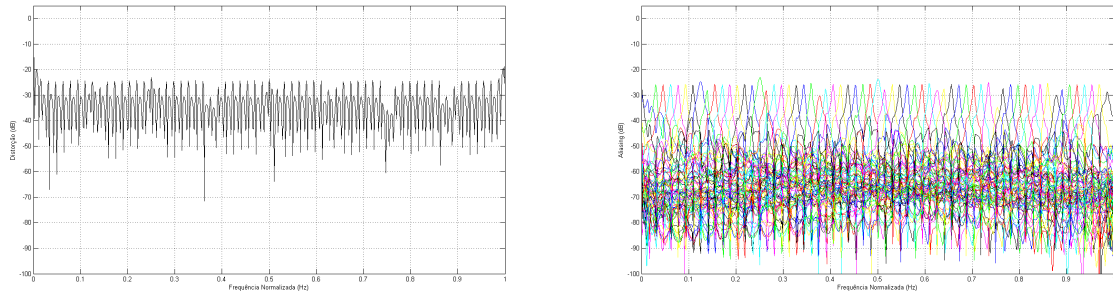


Figura 7.14: Os filtros de síntese obtidos

Da figura anterior é possível verificar que para frequências múltiplas de 50MHz , os filtros de síntese respondem com maior ganho. Tal deve-se à maior atenuação a essas frequências durante o processo de análise - essas frequências correspondem às transições entre canais do Star Junction Multiplexer bem como a transições de canais da Cóclea Invertida havendo um aumento da atenuação. De seguida apresentam-se os resultados da distorção e *aliasing* associados a este Banco de Filtros Híbrido:



(a) Distorção no HFB

(b) Aliasing no HFB

Figure 7.15: *Aliasing* e distorção no HFB testado

Observando os valores anteriores, verifica-se que o Banco de Filtros Híbrido testado apresenta valores de distorção e *aliasing* de cerca de $-30dB$, o que é elevado se compararmos como o SNR mínimo previsto para o sistema analógico, cerca de $80dB$. Para este Banco de Filtros Híbrido particular, verifica-se que a reconstrução digital do sinal limita a resolução desejada para o sistema.

Estes resultados provam que a realização do banco de síntese em apenas um andar pode deteriorar o processo reconstrução do sinal. Na verdade, o elevado número de canais, para a frequência de amostragem considerada, implica um aumento do factor de qualidade dos filtros digitais de síntese. Relembrando, na subsecção 7.1, para a inversão dos multiplexers de alta frequência (8 canais apenas) foram usados filtros de síntese com $L = 1024$, tendo-se obtido resultados de distorção e *aliasing* inferiores a $80dB$. Neste caso, para a mesma frequência de amostragem, o número de canais aumentou com um factor de 8 e, portanto, o valor de L deveria aumentar também grandemente. Infelizmente, tal número de coeficientes, para a quantidade de canais em questão, é demasiado grande para a computação do método de inversão. Assim, para facilitar o processamento do método teve que ser usado um menor número de coeficientes relativamente ao que seria exigido, resultando numa deterioração das figuras de mérito da reconstrução do sinal. A figura seguinte mostra as respostas impulsiais dos filtros de síntese usados, onde se verifica que as limitações impostas nos valores de L e Q impedem que o decaimento das respostas impulsiais estabilize para 0. Este efeito gera problemas de estabilidade nos filtros de síntese (visível na figura 7.14) que resultam no aparecimento de erros de *aliasing* e de distorção.

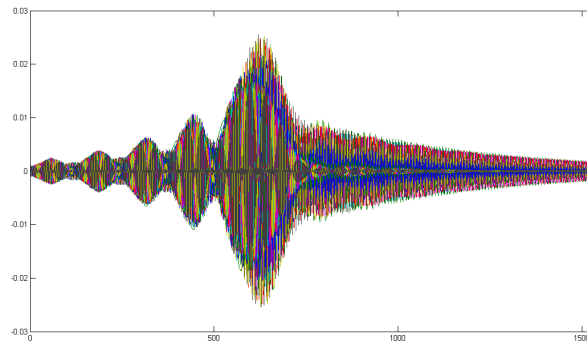


Figura 7.16: Sobreposição das respostas impulsiais dos filtros de síntese usados

Para contornar estes problemas, uma possível solução seria considerar um banco de síntese em dois andares, como sugerido na subsecção 3.2.1. Nesse caso, pelo facto de se admitir apenas 8 canais para cada frequência de amostragem considerada, o factor de qualidade dos filtros de síntese não será tão grande e será possível obter-se melhores resultados na reconstrução do sinal. No entanto, nesse cenário, os filtros de síntese intermédios devem ser calculados para um número de pontos de amostragem \sqrt{M} inferior aos filtros de síntese que os sucedem (tal como foi explicado no ponto 6 da subsecção 3.2.1). Este facto pode ser um entrave ao desenho do sistema já que esse número de pontos de amostragem pode não ser suficiente para caracterizar a totalidade da resposta impulsional desses filtros, o que também pode originar problemas de estabilidade nos mesmos.

Em suma, a consideração de um *Software Radio* baseado em Bancos de Filtros Híbridos com elevado número de canais não é uma boa solução já que os requisitos de processamento digital são extremamente elevados o que impede a sua aplicação num sistema de tempo real.

7.4 Conclusões Sobre a Inversão dos Bancos de Análise

Os bons resultados obtidos na inversão dos multiplexers individuais certificam a união entre a teoria dos Bancos de Filtros Híbridos e os multiplexers como realização prática do banco de análise. Para os três casos testados foi possível obter-se bons resultados para a reconstrução do sinal, tendo-se garantido valores de distorção e *aliasing* entre os 80dB e 100dB. Note-se no entanto, que esses valores foram obtidos na presença de perdas por parte do multiplexers desenhados. Num sistema real, essas perdas seriam compensadas através da sintonização do ganho nos LNAs e nos amplificadores de *driving* para a ADC. Tal efeito deverá libertar o método de cálculo da necessidade de compensar essas perdas com ganho nos filtros de síntese, o que deverá resultar em Bancos de Filtros Híbridos com menores termos de *aliasing* e distorção. Para além disso, a consideração de uma determinada taxa de oversampling deverá reduzir ainda mais os termos de *aliasing* e reconstrução.

Para o projecto destes sistemas foram usados filtros de síntese com ordem de cerca de 1024. Para efeitos de processamento em tempo real, estes valores podem ser relativamente elevados, no entanto, é possível reduzir a ordem dos filtros de síntese através de uma escolha mais apropriada do atraso temporal d provocado pelo sistema[30].

No que diz respeito a Bancos de Filtros Híbridos com 64 canais, provou-se que a sua aplicação é dificultada pela maior exigência do factor de qualidade dos filtros de síntese, resultando em maiores custos de processamento, o que nem sempre é possível. Assim, verifica-se que, segundo o padrão actual da tecnologia, não é viável a construção de um Banco de Filtros Híbrido com 64 canais.

Finalmente, no que diz respeito ao próprio método de inversão, provou-se que é robusto pois permite a compensação em fase e magnitude do sinal reconstruído, podendo-se assim negligenciar algumas preocupações no desenho dos filtros analógicos, como seja a distorção de fase por eles causada ou até alguns erros de construção no circuito prático.

Parte V

Outras Considerações Sobre o *Front-End* Proposto

O *Front-End* proposto na secção 2 foi limitado a uma largura de banda de operação de $400MHz$. No entanto, no futuro, os requisitos de largura de banda de operação do *Software Radio* deverão ser de ordem mais elevada e a evolução tecnológica dos conversores A/D poderá não ser capaz de acompanhar a elevação desses requisitos. Assim, a teoria dos Bancos de Filtros Híbridos deverá ser uma solução, permitindo maiores larguras de banda de operação e sem perdas de resolução e gama dinâmica. Nesse sentido, será conveniente estudar novas arquitecturas de multiplexers que funcionem para uma maior largura de banda e talvez para um maior número de canais. Nesta parte, é feito um estudo superficial sobre possíveis arquitecturas de multiplexers que permitam a elevação da largura de banda de operação e do número de canais.

O consumo de potência das ADCs é também uma preocupação futura do *Software Radio*, sendo que quanto maior for a velocidade de conversão e o número de bits de quantização maior será o consumo energético[9] do conversor. Perante a exigência de maior largura de banda e resolução, algum tipo de estratégia deverá ser tomada por forma a evitar excessivos consumos de potência que condenem a mobilidade do *Software Radio*. Assim, para se manter uma largura de banda de operação aceitável e com um reduzido consumo de potência é sugerida uma proposta de génese protocolar que permitirá uma melhor gestão do consumo de potência em *Software Radios* moveis.

8 Desenho de Multiplexers de Maior Largura de Banda e Maior Número de Canais.

8.1 Double Star Junction Multiplexer de Grande Largura de Banda

A titulo demonstrativo, apresenta-se nesta subsecção as potencialidades do Double Star Junction em termos de largura de banda. A figura seguinte mostra a resposta de um multiplexer com a configuração Double Star Junction e que permite ligar 8 filtros, com respostas contíguas em frequência, a uma porta de entrada comum. Cada filtro apresenta uma largura de banda de $150MHz$, resultando na canalização de um sinal com $8 * 150MHz = 1.2GHz$ de largura de banda. O multiplexer foi desenhado em *Microstrip* usando substrato e condutor cujas características estão apresentadas no anexo B.4.1.

Observando a resposta obtida (Figura 8.1) , verifica-se que é possível reprogramar o Double Star Junction para trabalhar a uma grande largura de banda de operação, $1.2GHz$ no caso. A configuração apresenta um Insertion loss que varia entre $0.8dB$ e $1.5dB$, e um return loss médio de $-15dB$, o que são resultados bastante aceitáveis. A largura de banda máxima do Double Star Junction Multiplexer é apenas limitada pela entrada em condução de outros modos propagação em *Microstrip*.

Naturalmente, melhores configurações poderão ser desenvolvidas no sentido de aumentar a largura de banda admissível para o sinal de entrada. A simulação anterior serve como prova de conceito em como é possível desenhar multiplexers em *Microstrip* de grande largura de banda. Note-se que aqui os filtros deverão ter melhor índice de acoplamento, pelo que erros de fabrico não terão efeito tão significativos como aconteceu para o caso verificado na secção 5.3.5.

No que diz respeito à sua aplicação num *Software Radio* baseado em Banco de Filtros Híbrido, neste caso concreto, será possível ter um *Front-End* a operar a uma largura de banda de $1.2GHz$ usando para isso

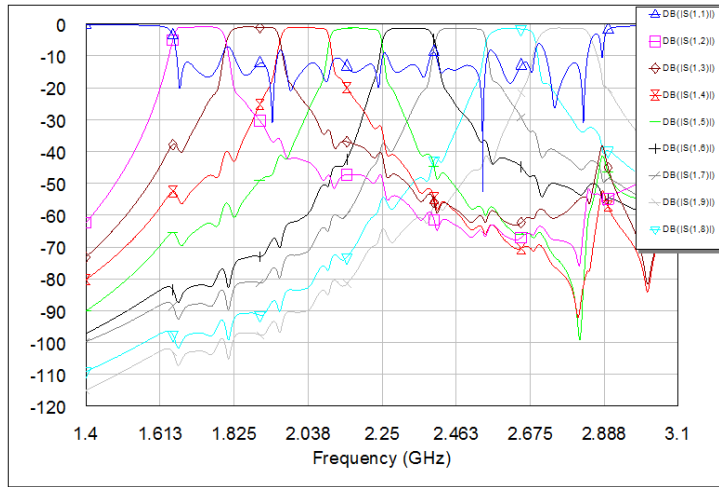


Figura 8.1: Double Star Junction de grande largura de banda

8 ADCs a trabalhar a 300Msamples/s e com resolução de cerca 12 bits⁵⁴ - segundo o padrão actual da tecnologia. Uma ADC a converter toda a largura de banda considerada teria resolução de apenas 8 bits.

8.2 Ring-o-Star Multiplexer de 16 Canais

A título demonstrativo, apresenta-se aqui uma realização de um banco de análise analógico de 16 canais, usando tecnologia planar. O maior número de canais, permitirá a implementação de um *Software Radio* com maior gama dinâmica e melhor resolução de conversão. Para o desenho de tal multiplexer, pode ser usada uma combinação dos multiplexers elementares desenhados no capítulo III. A configuração aqui proposta faz uso dessa possibilidade, usando um Ring-Manifold Multiplexer para combinar quatro Star Junction Multiplexers de quatro canais cada. A combinação de configurações resulta no Ring-o-Star Multiplexer, apresentado na Figura 8.2.

A sintonização deste multiplexer é relativamente simples. Inicialmente desenha-se apenas um Star-Junction de multiplexer de 4 canais, e depois replica-se esse comportamento para os restantes conjuntos de canais através de uma operação de *scalling* em frequência. Posteriormente, conectam-se esses multiplexers ao Ring-Manifold, realizando uma sintonização por deslocamento construtivo de interferências. O resultado (descontando os elementos de perdas) dessa optimização é apresentado na Figura 8.3.

⁵⁴Fonte: www.national.com

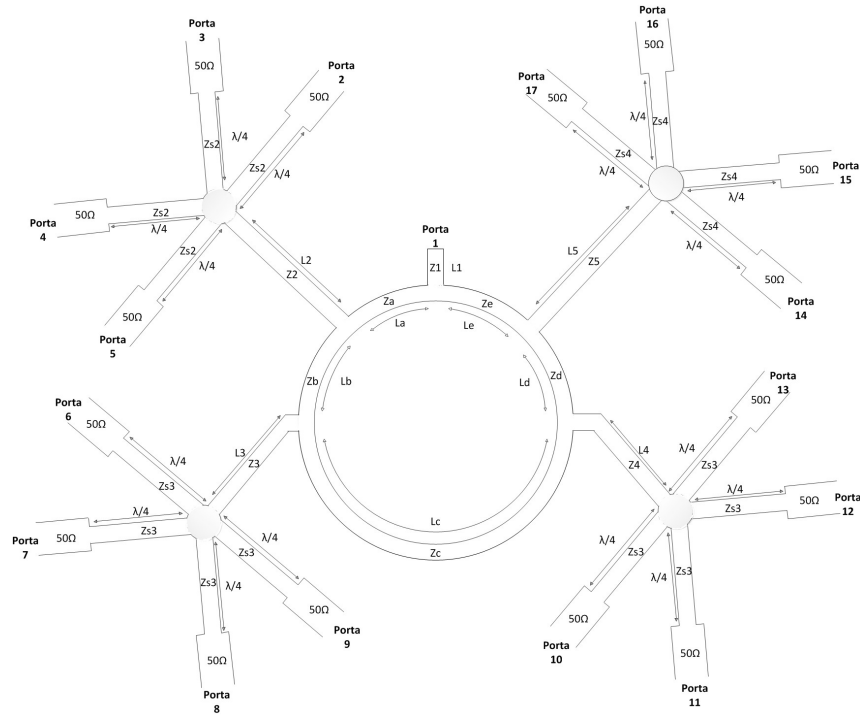


Figura 8.2: O Ring-o-Star multiplexer de 16 canais

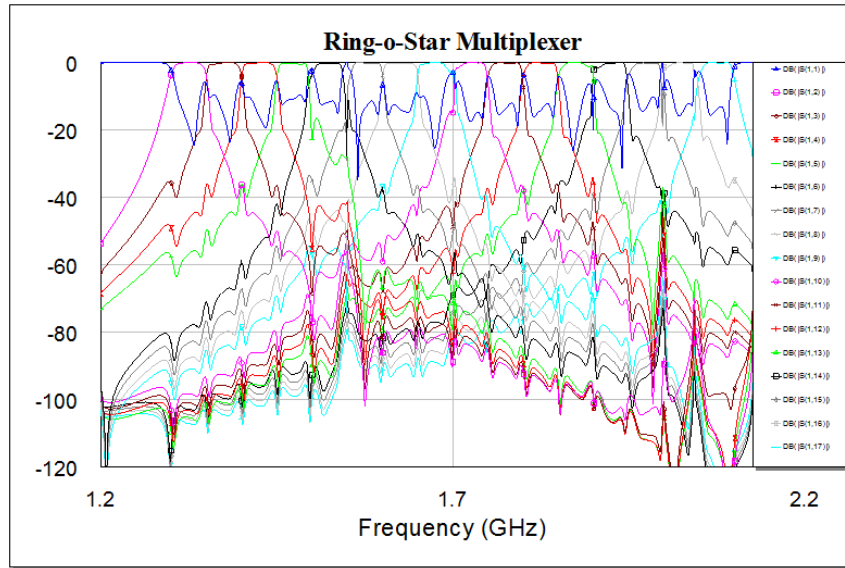


Figura 8.3: Resposta em frequência do Ring-o-Star multiplexer de 16 canais

Verifica-se que com simplicidade, foi possível alcançar uma resposta minimamente aceitável em termos de coerência entre canais, adaptação à porta de entrada ($|S_{11}| \approx -13dB$) e selectividade.

Relativamente a possíveis erros de fabrico, repare-se que são usadas apenas configurações de 4 canais para formar todo o multiplexer pelo que, a probabilidade de ocorrência desses erros será menor. No que diz

respeito ao Star Junction Multiplexer, a mesma impedância característica é usada para cada todos os canais⁵⁵ o que indicia menores erros de realização. No caso do Ring-Manifold Multiplexer, como também é de apenas de 4 canais, haverá menor probabilidade de ocorrência de erros no desenho prático. Além disso, as configurações podem ser testadas individualmente antes de serem combinadas, o que facilita a detecção de erros de realização.

No que diz respeito à sua aplicação num *Software Radio*, caso a reconstrução digital seja bem feita, será possível ter um *Front-End* a operar a uma largura de banda de 800MHz usando para isso ADCs a trabalhar a 100Msamples/s e com resolução de cerca de 16 bits⁵⁶ - segundo o padrão actual da tecnologia. Uma ADC a converter toda a largura de banda considerada teria resolução de apenas 12 bits.

O sucesso na criação de um multiplexer de 16 canais contíguos em frequência, em conjunto com a possibilidade de se reconstruir digitalmente o sinal, poderá ser muito importante para o futuro do *Software Radio* e *Cognitive Radio*. No entanto, o número total de ADCs a trabalhar em simultâneo levanta um problema sério no que diz respeito ao consumo total do rádio. De seguida apresenta-se uma proposta que visa contornar este problema, permitindo a redução do consumo global deste rádio.

9 Proposta de Segmentação do Espectro para Redução do Consumo de Potência em Cognitive Radio

O desenho do *Software Radio* com base na paralelização das operações de conversão poderá também trazer vantagens ao nível da operabilidade do *Cognitive Radio*. O *Cognitive Radio* caracterizado por J. Mitola é um rádio consciente do meio em que está inserido, realizando periodicamente operações de *sensing* espectral para esse efeito. No *Software Radio* real, essas operações deverão ser altamente exigentes em termos de consumo de potência já que toda a largura de banda considerada deve ser processada - a unidade de processamento e os conversores terão de trabalhar intensivamente. No que diz respeito aos conversores, o seu consumo é proporcional à velocidade e resolução de conversão e pode ser dado por[53]:

$$P_i = \frac{kT}{t_s} \cdot 10^{(6n+1.76)/10} (W) \quad (9.1)$$

onde K é a constante de Boltzmann ($k = 1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$), T é a temperatura do dispositivo (em Kelvin), t_s o período de amostragem e n o número de bits de quantização. Analisando a equação anterior, verifica-se que o consumo individual de cada ADC num Banco de Filtros Híbrido será M vezes inferior ao caso em que apenas uma ADC é usada para converter toda a largura espectral e com igual resolução. Isto significa que se for possível ter regularmente apenas um canal a funcionar, em vez dos M canais, então será possível reduzir o consumo por um factor de M , o que é um valor significativo.

Assim, sob o pretexto de se reduzir o consumo em *Software Radios* baseados em Bancos de Filtros Híbridos, nesta secção apresenta-se uma possível estratégia protocolar que permitirá relaxar os consumos de potência regulares de um dispositivo *Software Radio* com *Cognitive Radio* implementado. O autor deste documento reconhece que não possui as competências necessárias para uma estruturação mais do que superficial da proposta. A sugestão serve apenas de incentivo e alerta para comunidades científicas mais competentes.

Considere que o espectro de frequências se comporta como um disco duro de armazenamento digital, isto é, apresenta-se estruturalmente dividido em pequenos segmentos lógicos de menor largura de banda. Assuma-se ainda que existe um segmento de frequências de acesso reservado, conhecido como superbloco e que caracteriza a informação contida nos restantes segmentos. Assuma que essa informação é tabelada e

⁵⁵Tabela 5 na página 63

⁵⁶Fonte: www.national.com

refere-se ao estado de ocupação de cada bloco e às características das comunicações ocupadoras. A figura seguinte ilustra esse comportamento:

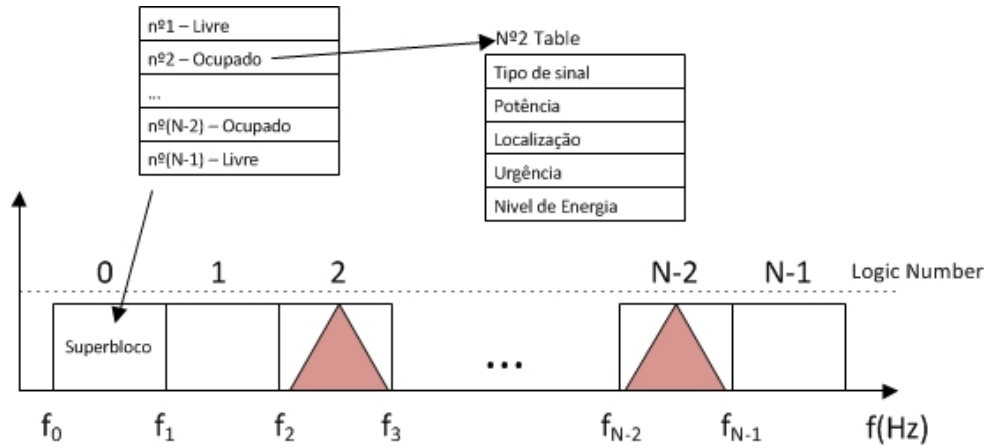


Figura 9.1: Gestão espectral em *Cognitive Radio* via segmentação por blocos lógicos

Assuma-se agora que esta forma de gestão espectral é ubíqua e aceite por todos os *Cognitive Radios*. Por fim assumase que existe uma camada de protocolos que garantem que a informação contida no superbloco é precisa e que pode ser partilhada e alterada por diferentes *Cognitive Radios*.

Com base nesses pressupostos, significa que há a possibilidade de alguns *Cognitive Radios* conhecerem o estado do espectro radioelétrico que o rodeia sem efectivamente realizar operações de *sensing*. Isso significará que um dispositivo onde o consumo de potência é crítico, como são os dispositivos móveis que funcionam com bateria, não precisam regularmente de fazer *sensing* espectral, sendo essa operação exigente em consumo energético. Podem sim, requisitar a informação do superbloco, que caracteriza a área de telecomunicações em que o rádio está inserido, a outros dispositivos nas imediações e que estejam a ser alimentados pela rede eléctrica (*plugged devices*). Esses *plugged devices* podem ser pontos de acesso de GSM ou Wi-Fi, e por não serem tão limitativos em termos de consumo de potência podem realizar operações de *sensing* com maior regularidade. Naturalmente, se o *Cognitive Radio* móvel concluir que os dados obtidos não são satisfatórios, ou em caso de urgência, poderá ele mesmo realizar o *sensing* espectral.

Esta forma de gestão espectral e partilha de informação pode permitir ainda maiores reduções do consumo energético em *Cognitive Radios* móveis. Se o *Front-End* do dispositivo contemplar a divisão do sinal de entrada em M sub-bandas, tal como proposto nesta tese, então não será necessário ter regularmente todos os canais activos e a consumir potência. Se o *Cognitive Radio* aceitar como válida a informação espectral colhida e partilhada pelos pontos de acesso perto de si, então precisa apenas de ter um ou dois canais ligados para comunicar, sinalizar presença e colher a informação do superbloco. Além disso, mesmo em termos das unidades de processamento, haverá poupança energética já que estas terão que processar menores larguras de banda.

Não é do propósito desta tese aprofundar este tipo de conceitos, sendo estes de maior interesse para a comunidade científica que se dedica ao estudo e planificação de redes de telecomunicações. No entanto, o *Software Radio* e o *Cognitive Radio* dependem de sinergias entre comunidades científicas (electrónica, radio-frequência, processamento de sinal, programação, etc), pelo que na perspectiva de rádio-frequência e processamento de sinal o desenvolvimento da tecnologia SWR/SDR e CR seria grandemente simplificado pela pré-consideração deste tipo de estratégias de gestão espectral.

Parte VI

Conclusão

10 Conclusão

A conclusão maior deste exercício dissertativo diz respeito à aprovação do casamento entre os multiplexers e a teoria dos Bancos de Filtros Híbridos como combinação potenciadora para a evolução do *Software Radio* e *Cognitive Radio*. A teoria dos Bancos de Filtros Híbridos já havia sido sugerida como método licenciador do progresso nos conversores A/D/A, os quais são essenciais ao desenvolvimento do *Software Radio*. Essa teoria aproveita a divisão de um sinal de entrada em várias sub-bandas contíguas em frequência para melhorar a gama dinâmica, a velocidade e a resolução da conversão de analógico para digital. No entanto, na literatura científica nunca foi feita referência à forma como a parte analógica desses circuitos era obtida, isto é, à forma como efectivamente o sinal analógico é dividido em múltiplas sub-bandas.

Nesta tese de mestrado, sugere-se o multiplexer como dispositivo que permite a canalização de um sinal de entrada em várias bandas contíguas em frequência. Usando tecnologia planar ou discreta, foram apresentadas novas configurações de multiplexers que permitem a divisão do sinal em 4, 8 ou 16 bandas contíguas em frequência. A expressão “contíguas em frequências” dá maior mérito às configurações em tecnologia *Microstrip* apresentadas - até à data, as configurações sugeridas na literatura científica contemplam apenas a canalização em 4 bandas com determinado afastamento em frequência entre si, o que para aplicação em Bancos de Filtros Híbridos não é aceitável.

Assim, no que diz respeito á tecnologia planar (*Microstrip*) foram apresentadas duas classes base de multiplexers:

- O Ring-Manifold Multiplexer (otimizado por deslocamento construtivo de interferências) - Permite a divisão em 4 canais contíguos em frequência, com boa adaptação à porta de entrada e grande selectividade. É sensível a erros de realização prática pelo que, o processo de fabrico deve ser de grande qualidade.
- O Star Junction Multiplexer - Permite a divisão em 4 canais contíguos em frequência, com grande adaptação à porta de entrada, boa flexibilidade e de facilidade de sintonização. Devido à sua simplicidade, é menos sensível a erros práticos de fabrico.

Através de combinações felizes entre estas configurações, foi possível desenvolver outros multiplexers que abraçam um maior número de canais:

- Circulator-Coupled Ring-Manifold Multiplexer - Permite a divisão em 8 canais, com boa adaptação, grande selectividade e sintonização simplificada. Menos sensível a erros de realização prática que o Ring-Manifold Multiplexer de 8 canais sendo mais flexível na detecção e correcção desses erros.
- Ring-Manifold Multiplexer de 8 canais - Permite a divisão em 8 canais contíguos em frequência, com boa adaptação e grande selectividade. Muito sensível a erros de realização prática.
- Double Star Junction Multiplexer - Permite a divisão em 8 canais contíguos em frequência, com grande adaptação e simplicidade de sintonização. Menos sensível a erros de realização prática.
- Ring-o-Star - Permite a divisão em 16 canais contíguos em frequência, com relativa adaptação, boa selectividade e simplicidade de sintonização.

O uso da tecnologia planar na realização de Bancos de Filtros Híbridos para *Software Radios* será vantajosa porque é passiva, barata, tem bom comportamento a altas frequências, apresenta uma boa largura de banda e permite uma maior compactação da sua área. A desvantagem é a imprevisibilidade na sua resposta final, facto que foi provado pela má qualidade de algumas das realizações práticas propostas nesta tese. O autor deste documento acredita que, caso os problemas nos desenhos dos filtros individuais sejam ultrapassados, as configurações do tipo Star-Junction deverão apresentar resultados muito próximos do que foi simulado computacionalmente.

Para além da tecnologia planar, também foi sugerida uma realização de um multiplexer através de tecnologia discreta. A configuração proposta, a Cóclea Invertida, sucede uma proposta anterior, a qual foi optimizada em termos de perdas por inserção e em termos de flexibilidade na escolha dos valores dos componentes. Pelo facto de ser implementada com elementos discretos, a sua gama de operação é limitada a frequências intermédias. Foi desenhado um circuito prático que funcionou perto do esperado, registando apenas uma redução da largura de banda relativamente ao projectado. No entanto, recorrendo a processos de montagem mais eficazes, futuramente será possível resolver os problemas registados.

Posteriormente, recorrendo a um método cálculo, foi possível projectar sistemas de Bancos de Filtros Híbridos de 8 canais onde a parte analógica do sistema é formada pelos multiplexers anteriores. Com filtros digitais de síntese caracterizados por 1024 coeficientes, os termos de *aliasing* e distorção situaram-se entre $-80dB$ e $-100dB$ o que é um resultado bastante bom, significando que o sinal pode ser reconstruído com erros inferiores a $-100dB$. Por forma a facilitar o processamento em tempo real, investigações futuras deverão tentar minimizar o número de coeficientes usado através de uma negociação com o atraso temporal imposto[30]. Com os sistemas projectados (Multiplexers + Filtros Digitais) será possível arquitectar um *Front-End* para *Software Radio* com largura de banda de $400MHz$ e resolução de 16 bits, usando para isso 8 ADCs a trabalhar a velocidades na ordem dos $100Msamples/s$. Infelizmente, neste *Front-End*, o consumo global de potência das ADCs pode ultrapassar as dezenas de *Watts*, o que em muitos casos é inacceptável.

Assim, com o objectivo de reduzir o consumo de potência dos conversores, foi proposto um *Front-End* baseado na teoria dos Bancos de Filtros Híbridos e com 64 canais. Com esta configuração seria possível obter a mesma largura de banda de operação de $400MHz$ e a mesma resolução, mas usando ADCs baratas e de baixo consumo a trabalhar a $12.5Msamples/s$. No entanto, devido ao elevado número de canais considerado, a divisão e posterior reconstrução do sinal é feita na presença de erros de *aliasing* e distorção que em última instância deitam por terra a resolução projectada para sistema e, portanto, o *Front-End* deixa de ter validade prática.

Assim, para moderar o consumo de potência do *Software Radio* outras soluções têm que ser consideradas. Uma das maiores vantagens do uso de Bancos de Filtros Híbridos na arquitectura de um *Software Radio* é a possibilidade de se optimizar a gestão da potência consumida através do desligamento dos canais que não estão efectivamente a ser usados. Esta potencialidade só será proveitosa se as estratégias de alocação de espectro em *Cognitive Radio* o permitirem. Nesta tese, é feito esse alerta na esperança que as comunidades científicas com maior competência nessa área se empreguem ao estudo de estratégias que complementem as arquitecturas baseadas em Bancos de Filtros Híbridos.

Em conclusão, o autor desta tese acredita que o caminho do *Software Radio* passa por arquitecturas baseadas em Banco de Filtros Híbridos. Nesse sentido, alguns dos multiplexers de tecnologia planar aqui desenvolvidos (principalmente o Star Junction e o Circulator Coupled Ring-Manifold Multiplexer) podem vir a ter importância no futuro da tecnologia.

Parte VII

Anexos

A Conceitos importantes em Processamento Digital de Sinal

Este anexo serve de apoio teórico ao leitor, apresentando alguns dos conceitos globais em processamento digital de sinal.

A.1 Processo de Amostragem

Assuma um sinal $x(t)$ que é contínuo no tempo e o qual se pretende converter para digital. Alguns requisitos têm que ser satisfeitos de modo a garantir que não ocorram perdas de informação durante a conversão. O mais importante requisito para uma conveniente digitalização do sinal é sua frequência de amostragem, cujo valor mínimo é caracterizado pelo famigerado teorema de Nyquist. Esse teorema diz que se $x(t)$ for limitado em frequência, isto é, tem espectro não nulo apenas entre $[-B, B]$ onde B é a largura de banda do sinal, então o sinal pode ser reconstruído digitalmente se a seguinte condição for satisfeita:

$$f_{amostragem} \geq 2B \quad (\text{A.1})$$

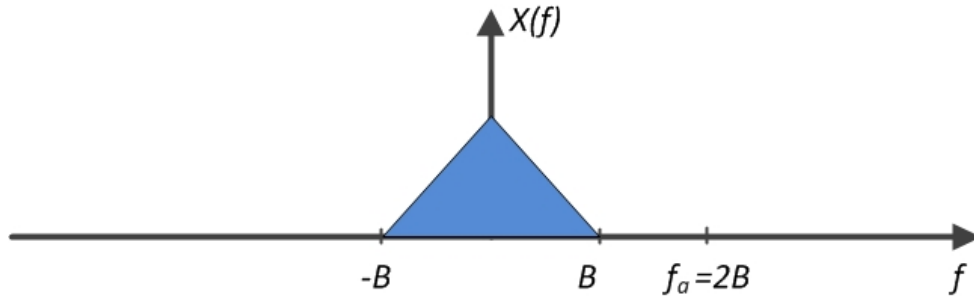


Figura A.1: Espectro do sinal contínuo no tempo

Ou seja, para reconstruir digitalmente o sinal sem problemas é necessário que a frequência de amostragem do conversor A/D seja igual ou superior à maior frequência não nula do espectro do sinal contínuo no tempo.

Para se perceber que tipo de problemas podem aparecer caso o teorema de Nyquist não seja garantido, apresenta-se um modelo matemático para a operação de amostragem (discretização + quantificação) de um sinal[9].

Seja $x_a(t)$ a versão discreta do sinal contínuo no tempo. Este pode ser obtida matematicamente multiplicando o sinal original $x(t)$ por um trém de impulsos periódicos, uniformemente espaçados entre si no tempo por $T_a = 1/f_a$ (Amostragem uniforme).

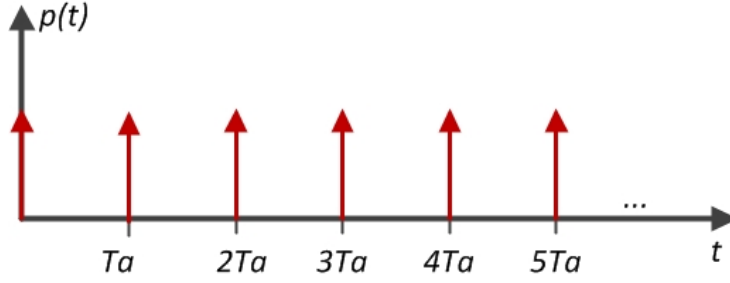


Figura A.2: Trém de impulsos espaçados de Ta entre si

Assim tem-se:

$$x_a(t) = x(t)p(t) = x(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_a) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t)\delta(t - nT_a) = x(nT_a) \quad (\text{A.2})$$

Como a convolução em frequência é o equivalente à multiplicação no tempo, no domínio da frequência, a amostragem equivale à convolução do espectro do sinal original com a transformada de Fourier do trem de impulsos - Espectro com componentes harmônicas espaçadas uniformemente de $\Delta f = 1/T_a = f_a$.

$$X_a(f) = X(f) \times P(f) = \frac{1}{T_a} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(f)\delta(f - kf_a) \quad (\text{A.3})$$

$$X_a(f) = \frac{1}{T_a} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(f - kf_a) \quad (\text{A.4})$$

A equação (A.4) é muito importante pois indica que em resultado do processo de amostragem, a transformada discreta de Fourier do sinal amostrado vai conter cópias deslocadas e uniformemente espaçadas da transformada de Fourier do sinal original (figura A.3).

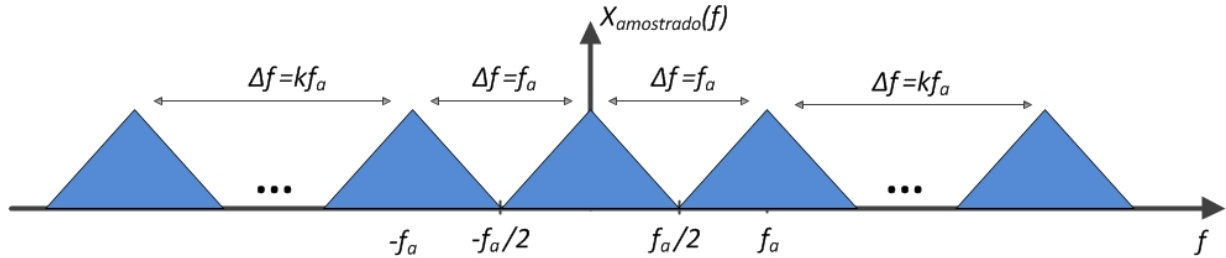


Figura A.3: Transformada de Fourier do sinal amostrado com $f_a = 2B$

Assim, cópias adjacentes encontram-se espaçadas de f_a entre si. A figura seguinte demonstra o que acontece espectralmente se a condição de Nyquist não for cumprida, isto é, $f_{amostragem} < 2B$.

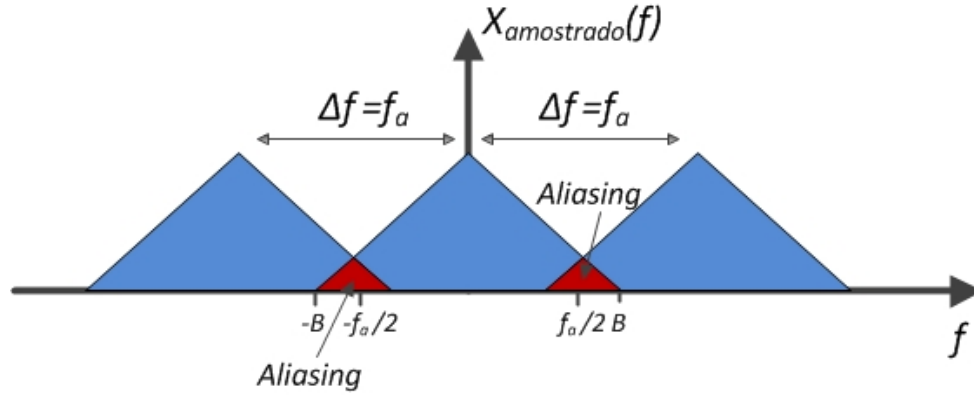


Figura A.4: Transformada de Fourier do sinal amostrado com $f_a < 2B$

Da figura percebe-se que as componentes cópia dos sinal original vão “cair” em cima do sinal de interesse. Como as componentes se misturam, alterando a informação associada a essas frequências, o sinal original não pode mais ser recuperado. A este tipo de interferência entre componentes chama-se *Aliasing*. Confirma-se assim que $f_{amostragem} \geq 2B$ é uma condição suficiente para se poder recuperar um sinal que foi amostrado.

Considere agora que o sinal de entrada é do tipo passa-banda:

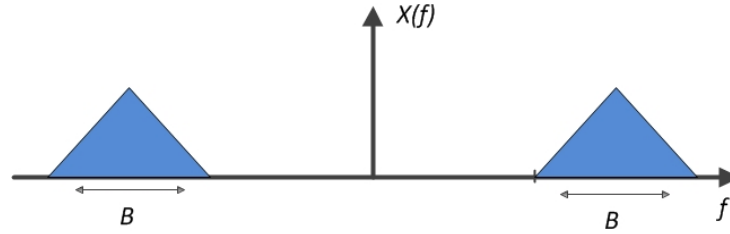


Figura A.5: Espectro do sinal passa-banda em frequência

Para sinais do tipo passa-banda, a segunda versão do teorema de Nyquist diz:

$$f_{amostragem} \geq 2B \quad (\text{A.5})$$

Ou seja, para amostrar um sinal passa-banda não interessa a sua frequência máxima mas sim a sua largura de banda. Nesse caso a frequência de amostragem deverá ser duas vezes superior à largura de banda do sinal, por forma a evitar o aparecimento de *aliasing* tal como mostra a figura A.4. Note-se que caso a frequência de amostragem seja $2B$ então é realizado *subsampling* e o sinal digitalizado terá uma cópia da transformada de Fourier do sinal original à banda base.

A.1.1 Ruído de Quantificação

A quantificação é uma operação da amostragem e é, no fundo, um processo de aproximação das amplitudes do sinal discreto no tempo para níveis fixos de amplitude. Há portanto, nesse processo, erros de aproximação que podem ser quantificados pelo ruído de quantificação.

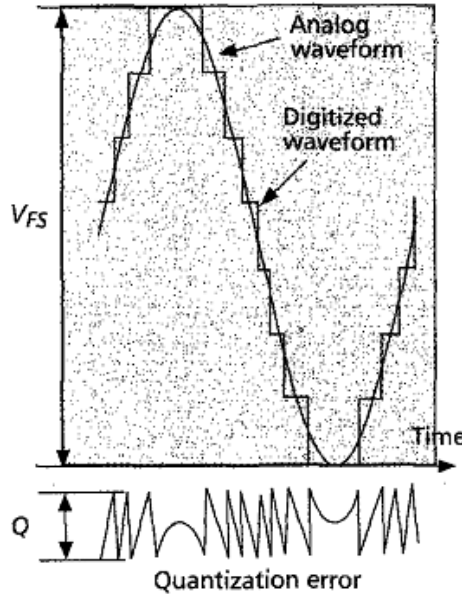


Figura A.6: Erro de quantização

Em casos típicos, a entrada analógica contém uma grande quantidade de frequências com ruído simultaneamente presente. Nesses casos, o erro de quantificação é essencialmente aleatório, e uma aproximação comum ao ruído branco gaussiano pode ser usada. Assim, assume-se que a probabilidade de ocorrência de todos os erros de quantificação é igual[10].

O ruído de quantificação está naturalmente associado à resolução dos conversores. Assim, quanto maior a resolução melhor a aproximação ao sinal original. A potência do ruído de quantificação então ser dada por:

$$S/N_Q \approx 6n + 1.8 \text{ (dB)} \quad (\text{A.6})$$

Da equação anterior infere-se que a potência do ruído de quantificação é constante com o n^o de bits (n) usados na conversão, apresentando potência espectral igual para todas as frequências consideradas (DC até $f_{amostragem}$). Assim se se aumentar a frequência de amostragem, este ruído terá que se espalhar pelas restantes frequências consideradas, e portanto acabará por ter menor densidade espectral de potência. Assim sendo, é também possível melhorar a relação Sinal/Ruído com um aumento da frequência de amostragem:

$$S/N_Q = 6.02n + 1.8 + 10\log\left(\frac{f_s}{2f_{max}}\right) \quad (\text{A.7})$$

Assim, duplicando a frequência de amostragem pode melhorar-se a relação Sinal/Ruído Quantificação em $3dB$. É neste pressuposto que se baseiam os conversores *Sigma-Delta*, que usam uma baixa resolução mas uma velocidade conversão muito alta. Nos conversores Nyquist, onde $f_s = 2f_{max}$, o termo acrescentado à última equação é negligenciado.

A.2 Sistemas Multicadência

A.2.1 Decimação

A Decimação é uma operação de redução da frequência de amostragem. Na prática, reduzir a frequência de amostragem por um factor M implica descartar, de forma regular, $M - 1$ amostras em cada grupo de M amostras do sinal[54]. Assumindo que y é o sinal resultante da redução da frequência de amostragem por um factor M , e x o sinal original, então a transformada de Fourier do sinal resultante será:

$$Y(e^{jw}) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X(e^{j\frac{w+2k\pi}{M}}) \quad (\text{A.8})$$

No caso concreto de $M = 2$ a equação anterior fica na seguinte forma[21]:

$$Y(e^{jw}) = \frac{1}{2} [X(e^{j\frac{w}{2}}) + X(e^{j\frac{w}{2} + \pi})] \quad (\text{A.9})$$

Observando a equação anterior verifica-se que a transformada de Fourier do sinal resultante, para $w = [0, \pi]$ vai ter 2 componentes distintas que no sinal original estavam espaçadas de π , mas que aqui se vão sobrepor (*Aliasing*):

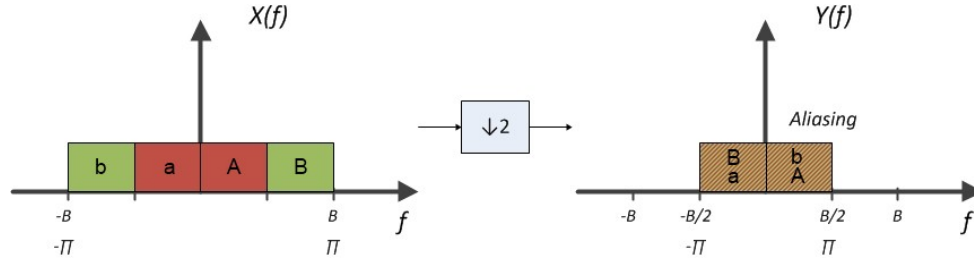


Figura A.7: Exemplo das alterações espectrais (Aliasing) com a redução da frequência de amostragem

Para evitar que tal suceda, antes da redução de amostragem, deve-se realizar uma operação que filtre apenas as bandas desejáveis - no caso de $M = 2$ poderá ser um filtro passa-baixo ou passa-alto, com frequência de corte a $\frac{\pi}{2}$.

A.2.2 Interpolação

A Interpolação é uma operação de aumento da frequência de amostragem. Na prática, o aumento da frequência de amostragem por um factor L corresponde a colocar $L - 1$ novas amostras, tipicamente de valor 0, entre cada duas amostras do sinal inicial. Assumindo que y é o sinal resultante do aumento da frequência de amostragem por um factor L , e x o sinal original, então a transformada de Fourier do sinal resultante será[21]:

$$Y(e^{jw}) = X(e^{jLw}) \quad (\text{A.10})$$

Da equação anterior verifica-se que quando w percorre o intervalo de 0 a 2π , ou seja, quando e^{jw} dá uma volta completa em torno da origem, e^{jLw} dá L voltas completas em torno da origem[54]. Isto significa que

o aumento da frequência de amostragem introduz imagens da transformada discreta de Fourier do sinal original na transformada discreta de Fourier do sinal resultante.

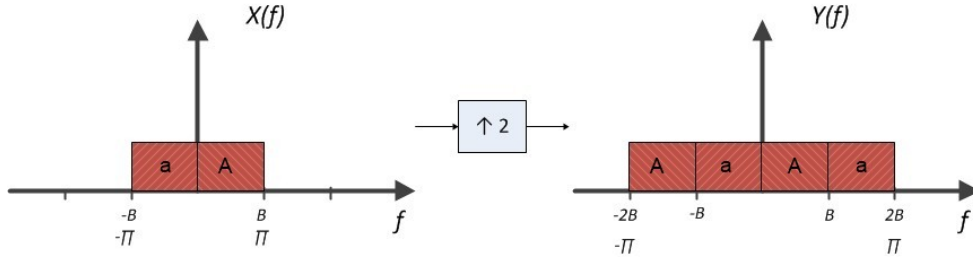


Figura A.8: Exemplo das alterações espectrais com a redução da frequência de amostragem com $L=2$

Para eliminar essas imagens é necessário recorrer a uma filtragem, que no caso de $M = 2$ pode ser um filtro passa-baixo ou passa-alto com frequência de corte $\frac{\pi}{2}$.

A.2.3 Identidades Nobres

Permitem trocar a sequência entre as operações de filtragem e as operações de mudança da frequência de amostragem.

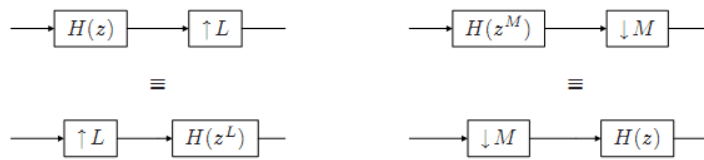


Figura A.9: Ilustração das entidades nobres [54]

A.2.4 Bancos de Filtros

Um banco de filtros é um sistema que contempla um banco de análise (permite a divisão espectral do sinal de entrada em M sinais de saída) e um banco de síntese (responsável pela reconstrução do sinal, juntando as M bandas resultantes do banco de análise).

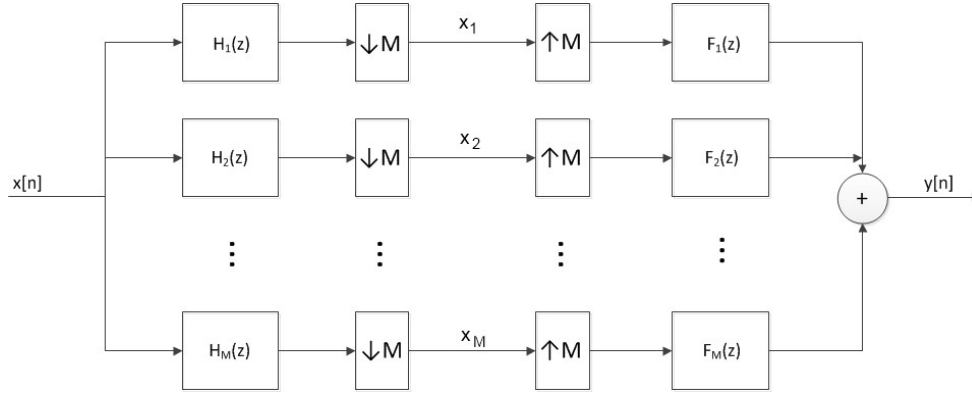


Figura A.10: Exemplo de um banco de filtros com M sub-bandas

Duas operações estão na base dos bancos de filtros: Decimação e Interpolação. Cada um dos M sinais resultantes do processo de análise apresenta uma frequência de amostragem M vezes inferior à do sinal original.

Se o sistema for correctamente desenhado, será possível garantir que o sinal que foi dividido seja reconstruído de tal forma a que seja apenas uma versão atrasada do sinal original. Diz-se nesse caso que o sistema terá reconstrução perfeita e:

$$\frac{Y(Z)}{X(Z)} = K \cdot z^{-d} \quad (\text{A.11})$$

Para que tal seja verdade, o desenho dos filtros é extremamente importante pois estes devem evitar o aparecimento de *aliasing*. Assuma que X_k representa o conjunto de sinais intermédios resultantes do processo de análise.

$$Z \Leftrightarrow e^{j\omega} \quad (\text{A.12})$$

$$X_k(Z) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} X(Z^{\frac{1}{M}} e^{j\frac{2\pi i}{M}}) H_k(Z^{\frac{1}{M}} e^{j\frac{2\pi i}{M}}) \quad (\text{A.13})$$

Para o processo de reconstrução pode-se escrever:

$$Y(Z) = \sum_{k=0}^{M-1} X_k(Z^L) \cdot F_k(Z) \quad (\text{A.14})$$

Combinando as equações A.13 e A.14 tem-se:

$$Y(Z) = \sum_{k=0}^{M-1} \left(\frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} X(Z e^{j\frac{2\pi i}{M}}) H_k(Z e^{j\frac{2\pi i}{M}}) \right) F_k(Z) \quad (\text{A.15})$$

A equação anterior pode ser reescrita da seguinte forma:

$$Y(Z) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} X(Ze^{j\frac{2\pi i}{M}}) \left(\sum_{k=0}^{M-1} H_k(Ze^{j\frac{2\pi i}{M}}) F_k(Z) \right) \quad (\text{A.16})$$

E finalmente, usando a conversão entre transformadas da equação A.12, fica:

$$Y(Z) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} X \left(e^{j(\omega + \frac{2\pi i}{M})} \right) \left(\sum_{k=0}^{M-1} H_k \left(e^{j(\omega + \frac{2\pi i}{M})} \right) F_k(e^{j\omega}) \right) \quad (\text{A.17})$$

Para se provar a importância do desenho dos filtros é costume analisar-se o caso em que $M = 2$ [54]. Nesse caso, resolvendo a equação (A.13), o conjunto de sinais intermédios pode ser escrito na seguinte forma:

$$X_k(Z) = \frac{1}{2} [H_k(Z^{\frac{1}{2}})X(Z^{\frac{1}{2}}) + H_k(-Z^{\frac{1}{2}})X(-Z^{\frac{1}{2}})], \quad k = 0, 1 \quad (\text{A.18})$$

Para verificar o sinal de saída basta juntar a formula anterior com a equação A.14:

$$Y(Z) = \frac{1}{2} \{ [H_0(Z)F_0(Z) + H_1(Z)F_1(Z)].X(Z) + [H_0(-Z)F_0(Z) + H_1(-Z)F_1(Z)].X(-Z) \} \quad (\text{A.19})$$

As parcelas associadas ao factor $X(-Z)$ representam o *aliasing* introduzido pela redução da frequência de amostragem. Para eliminar estas parcelas de modo a que não haja *aliasing* é necessário que:

$$H_0(-Z)F_0(Z) + H_1(-Z)F_1(Z) = 0 \quad (\text{A.20})$$

Analisando a última equação, percebe-se assim que o correcto desenho de um banco de filtros depende da forma como são desenhados os filtros, sendo necessário uma determinada relação entre eles que permita a eliminação do *aliasing*.

B Conceitos importantes em Rádio-Frequência

B.1 Linhas de Transmissão

Em linhas de transmissão, ao contrário dos circuitos discretos, as variáveis eléctricas (Resistência, Capacidade, Indutância) são distribuídas ao longo do comprimento do circuito[44]. As linhas de transmissão são caracterizadas pela sua impedância característica e pelo seu comprimento. A impedância característica é a impedância original da linha e está associada à largura da mesma - considerando circuitos planares. Em linhas de transmissão, uma porção da onda incidente é tipicamente reflectida no sentido inverso de propagação. A mistura dessas duas ondas gera um efeito de distribuição da impedância pela linha, podendo esta apresentar valores diferentes em localizações distintas da linha. Por essa razão se diz que os parâmetros são distribuídos.

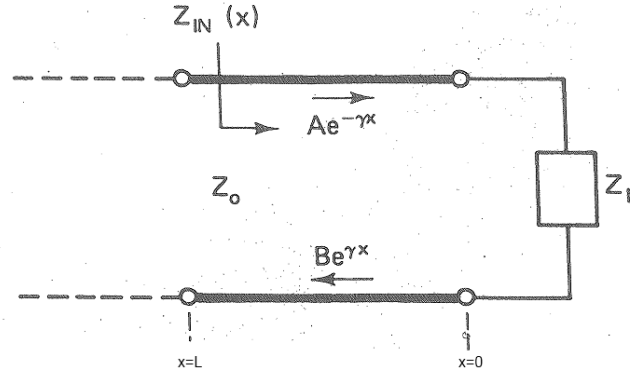


Figura B.1: Linha de transmissão

Da mesma forma que a impedância varia ao longo da linha, também a tensão e corrente são distribuídas pelo seu comprimento. Assuma que A é a amplitude de uma onda incidente, e B a amplitude da onda reflectida gerada devido a pequenas desadaptações. Assim sendo, a tensão ao longo de uma linha de transmissão é dada por:

$$V(x) = Ae^{-\gamma x} + Be^{+\gamma x} \quad (B.1)$$

onde γ é a constante de propagação na linha e contempla as perdas que ela introduz bem como a constante de fase associada à frequência de transmissão. A corrente ao longo da linha pode ser dada por:

$$I(x) = \frac{Ae^{-\gamma x} - Be^{+\gamma x}}{Z_o} \quad (B.2)$$

onde Z_o é a impedância característica da linha.

Em suma, as condições eléctricas numa linha de transmissão variam com a distância e por isso diz-se que essas condições são distribuídas ao longo da linha.

B.1.1 Coeficiente de Reflexão e Potência Entregue à Carga

Em linhas de transmissão, para haver uma conveniente entrega de potência a uma carga, é importante que esta esteja adaptada à impedância característica da linha, isto é:

$$Z_L = Z_o \quad (\text{B.3})$$

Caso haja uma significativa discrepância entre esses valores, a onda incidente não será totalmente absorvida, pelo que se gera uma onda reflectida. Uma onda reflectida é uma porção da onda incidente, que se propaga na direcção oposta, e podendo ter um atraso de fase relativamente à onda incidente, dependendo das componentes reactivas presentes na carga. Assim, uma onda reflectida interfere com a onda incidente em amplitude e/ou fase, degradando a informação nela transmitida. Portanto, é desejável que haja uma aproximação ao estado de adaptação, por forma a minimizar os efeitos de reflexão sobre a onda incidente. Para se quantificar a reflexão numa linha de transmissão existe o Coeficiente de Reflexão. O Coeficiente de Reflexão na carga pode ser dado por:

$$\Gamma_L = \frac{V_{reflectida}}{V_{incidente}} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \quad (\text{B.4})$$

Caso o sistema esteja adaptado, isto é, Z_L é igual a Z_o , então o coeficiente de reflexão será zero e não é gerada uma onda reflectida. Na prática isto é muito improvável de acontecer.

Também o coeficiente de reflexão pode variar ao longo da linha. A seguinte equação dá o valor em magnitude e fase do coeficiente de reflexão a uma distância x da carga:

$$\Gamma(x) = \frac{V_{reflectida}}{V_{incidente}} = \frac{Be^{+\gamma x}}{Ae^{-\gamma x}} = \Gamma_L e^{2\gamma x} \quad (\text{B.5})$$

Quando o sistema não está adaptado, apenas uma parte da potência incidente é efectivamente entregue à carga. A seguinte equação quantifica essa porção:

$$P_{av} = \frac{1}{2} \text{Re} [V(x)I(x)^*] = \frac{1}{2} \frac{\|A\|^2}{Z_o} (1 - \|\Gamma_L\|^2) \quad (\text{B.6})$$

A equação (B.6) diz que a potência entregue à carga é máxima quando o sistema se encontra adaptado, isto é $\Gamma_L = 0$. Quando tal não se verifica, só uma fracção da potência incidente será entregue à carga. Para quantificar estas perdas de potência surge uma nova medida conhecida como *Return Loss* (RL):

$$RL_{dB} = -20 \log_{10}(\|\Gamma_L\|) \quad (\text{B.7})$$

Assim se $\Gamma_L = 1$, o sistema estará completamente desadaptado e então $RL_{dB} = 0$, significando que toda a potência incidente foi reflectida. Para efeitos de transferência de potência é desejável que o *Return Loss* seja muito inferior a zero.

Outra quantidade importante é o *Insertion Loss*, que está associado às perdas de transmissão da entrada de um dispositivo para a sua saída - as perdas podem dever-se à resistividade da própria linha ou a más condições de adaptação. O *Insertion Loss* pode ser dado por:

$$IL_{dB} = -20 \log_{10}(|T|) \quad (\text{B.8})$$

onde T é o coeficiente de transmissão, dado por:

$$T = 1 + \Gamma_L \quad (\text{B.9})$$

É desejável que o *Insertion Loss* seja aproximadamente zero, indicando assim que não há perdas de potência na transmissão.

B.1.2 VSWR

Quando uma linha está desadaptada com a carga ($\Gamma_L \neq 0$), gera-se uma onda reflectida que se mistura com a onda incidente, criando uma onda estacionária onde a magnitude da tensão não é constante ao longo da linha - efeito de modulação em amplitude.

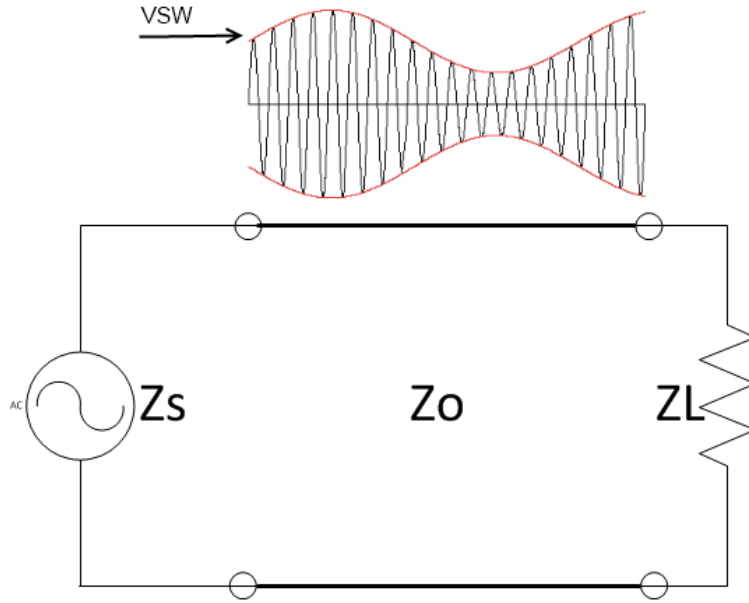


Figura B.2: Linha de transmissão sob efeito de padrão de onda estacionária

Assim a magnitude da onda vai variar entre um mínimo e um máximo, e o VSWR é a medida que quantifica esse efeito:

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + \|\Gamma\|}{1 - \|\Gamma\|} \quad (B.10)$$

É por esta razão que os parâmetros eléctricos são distribuídos pela linha. No entanto esses parâmetros não variam aleatoriamente, mas sim periodicamente segundo determinados comprimentos de onda. Na verdade, quando se gera uma padrão de onda estacionária, as condições de linha vão-se repetir a cada $\lambda/2$ de linha, significando isto, que cada mínimo (máximo) está separado de $\lambda/2$ do mínimo (máximo) mais próximo. Isso também significa que a distância entre um máximo de magnitude e um mínimo é de $\lambda/4$.

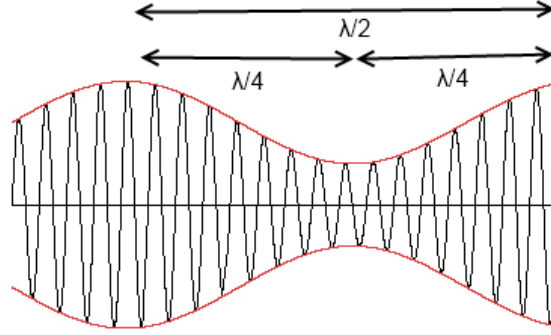


Figura B.3: Padrão de onda estacionária

Em suma, tem-se:

- $\lambda/2$ - Distância entre dois pontos com condições de linha similares.
- $\lambda/4$ - Distância entre dois pontos com condições de linha inversas.

O VSWR é uma medida importante. Se for muito alto significa que a envolvente da onda vai variar bruscamente entre um máximo e um mínimo. Isso será indesejável, pois se a localização da carga estiver um mínimo, significa que a comunicação é feita com pouca potência.

B.1.3 Impedância Vista à Distância d da Carga

A Impedância vista a uma distância d de uma carga Z_L pode ser dada por:

$$Z(d) = Z_0 \cdot \frac{Z_L + j \cdot Z_0 \cdot \tan(\beta \cdot d)}{Z_0 + j \cdot Z_L \cdot \tan(\beta \cdot d)} \quad (\text{B.11})$$

$$Z(d) = Z_0 \cdot \frac{Z_L + j \cdot Z_0 \cdot \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot d\right)}{Z_0 + j \cdot Z_L \cdot \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot d\right)} \quad (\text{B.12})$$

Pode também ser útil olhar para a Impedância em função da frequência:

$$Z(d, f) = Z_0 \cdot \frac{Z_L + j \cdot Z_0 \cdot \tan\left(\frac{2\pi f}{c} \cdot d\right)}{Z_0 + j \cdot Z_L \cdot \tan\left(\frac{2\pi f}{c} \cdot d\right)} \quad (\text{B.13})$$

B.2 Transformador de Impedâncias

Os transformadores de $\lambda/4$ são dispositivos compostos por uma linha de transmissão com comprimento de $\lambda/4$ e com determinada impedância característica. São muito úteis pois permitem realizar a adaptação entre uma linha e uma carga com impedâncias distintas.

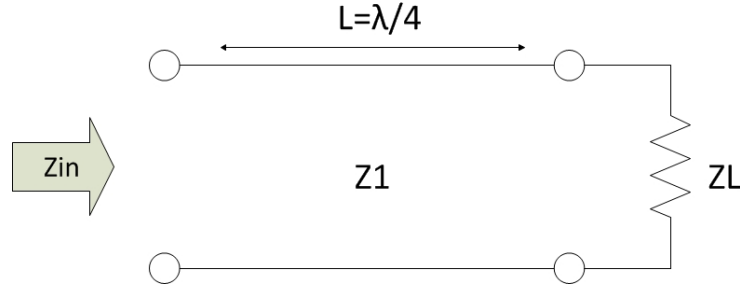


Figura B.4: Transformador de $\lambda/4$

De seguida tenta-se explicar matematicamente o conceito destes dispositivos: Numa linha de transmissão Z_o , a impedância vista a uma distância d de uma carga Z_L é dada por:

$$Z(d) = Z_o \cdot \frac{Z_L + j \cdot Z_o \cdot \tan(\beta \cdot d)}{Z_o + j \cdot Z_L \cdot \tan(\beta \cdot d)} \quad (\text{B.14})$$

No caso da figura B.4:

$$Z_{in} = Z(d) = Z_1 \cdot \frac{Z_L + j \cdot Z_1 \cdot \tan(\beta \cdot d)}{Z_1 + j \cdot Z_L \cdot \tan(\beta \cdot d)} \quad (\text{B.15})$$

onde Z_1 é a impedância da linha de comprimento $\lambda/4$. Assim, para $d = \lambda/4$ tem-se

$$Z_{in} = Z(d = \lambda/4) = Z_1 \cdot \frac{Z_L + j \cdot Z_1 \cdot \tan(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4})}{Z_1 + j \cdot Z_L \cdot \tan(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4})} = Z_1 \cdot \frac{Z_L + j \cdot Z_1 \cdot \tan(\frac{\pi}{2})}{Z_1 + j \cdot Z_L \cdot \tan(\frac{\pi}{2})} \quad (\text{B.16})$$

O resultado anterior dá uma indeterminação pois $\tan(\pi/2) = \infty$. Resolvendo esta indeterminação temos:

$$Z_{in} = Z(d = \lambda/4) = \frac{Z_1^2}{Z_L} \quad (\text{B.17})$$

A equação anterior caracteriza um transformador de impedâncias. Para se adaptar uma linha de impedância característica $Z_o = Z_{in}$ a uma carga Z_L de valor diferentes, basta calcular a equação anterior em ordem a Z_1 , e colocar um troço de $\lambda/4$ com essa impedância característica entre os elementos referidos.

Por curiosidade, este dispositivo também é conhecido como inversor de impedâncias. Senão veja-se:

$$\begin{cases} se & Z_L = 0 \implies Z(d = \lambda/4) = \infty \\ se & Z_L = \infty \implies Z(d = \lambda/4) = 0 \end{cases}$$

O que significa que um circuito-aberto é transformado num curto-circuito e vice-versa.

B.3 Inversor de Imitância

Inversores de imitância podem ser inversores de impedância ou inversores admitância[55]. Os inversores de impedância estão descritos na subsecção anterior (B.2), mas nesta subsecção estão associados a realizações discretas. Os inversores de imitância podem ser muito úteis na realização de filtros passa-banda, seja para

melhorar a sua performance ou para permitir uma melhor escolha dos componentes a usar (no caso de filtros com elementos discretos).

Como foi visto, um inversor de impedância ideal opera como uma linha de $\lambda/4$ de impedância característica K , permitindo que se possa escrever:

$$Z_a = \frac{K^2}{Z_b} \quad (\text{B.18})$$

Um inversor de admitância ideal é a representação do conceito anterior mas em admitâncias[56], isto é, opera como uma linha de $\frac{\lambda}{4}$ de admitância característica J . Assim se uma admitância Y_b é colocada num terminal do inversor, então no outro terminal será vista a admitância Y_a que pode ser obtida segundo a seguinte equação:

$$Y_a = \frac{J^2}{Y_b} \quad (\text{B.19})$$

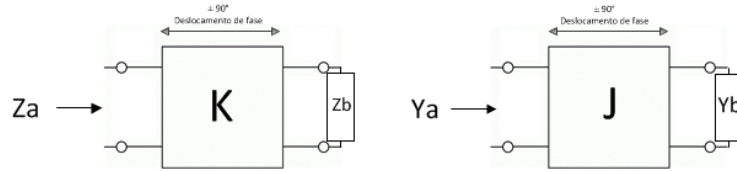


Figura B.5: Inversor de impedância à esquerda, e Inversor de admitância à direita

Os inversores de impedância permitem impor um deslocamento de fase de $\pm 90^\circ$ à onda incidente. Assim, usando dois inversores de impedância K aos terminais de uma indutância série será equivalente a ter-se uma capacidade singular em paralelo. A figura seguinte mostra esse efeito:

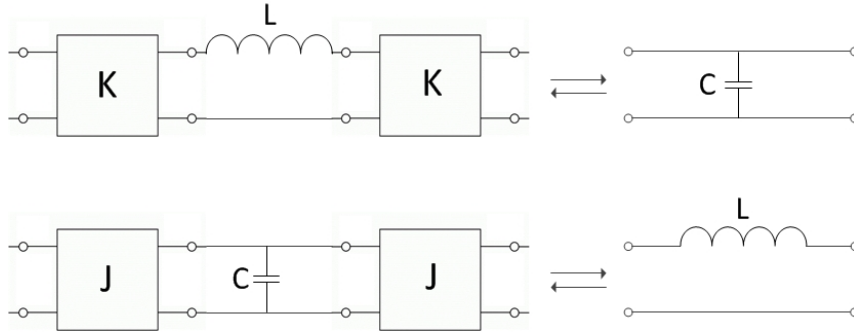


Figura B.6: Exemplos de inversão de admitâncias e impedâncias

De seguida apresenta-se um exemplo simples de aplicação de um inversor de impedância. Se pretender que a indutância L da figura B.6 (em cima) seja vista como uma capacidade em paralelo, então deve-se introduzir um inversor de admitâncias. Assim, usando a equação (B.18), pode-se escrever:

$$Z_{in} = \frac{K^2}{Z_L} = \frac{K^2}{j\omega L} = \frac{(\omega L)^2}{j\omega L} = -j\omega L$$

logo, se considerar que $Z_c = 1/\omega L$:

$$Z_{in} = \frac{1}{jZ_c}$$

então Z_{in} comporta-se como um condensador em paralelo à massa.

Os inversores de imitância têm grande utilidade no desenho de filtros com elementos discretos. A partir das propriedades demonstradas na figura B.6, é possível redesenhar a estrutura de um filtro, sem que este perca as suas propriedades de transmissão (Largura de banda, Frequência central, etc), e obtendo porventura estruturas de realização mais flexíveis. De seguida apresentam-se possíveis circuitos tidos como inversores de imitância[55]:

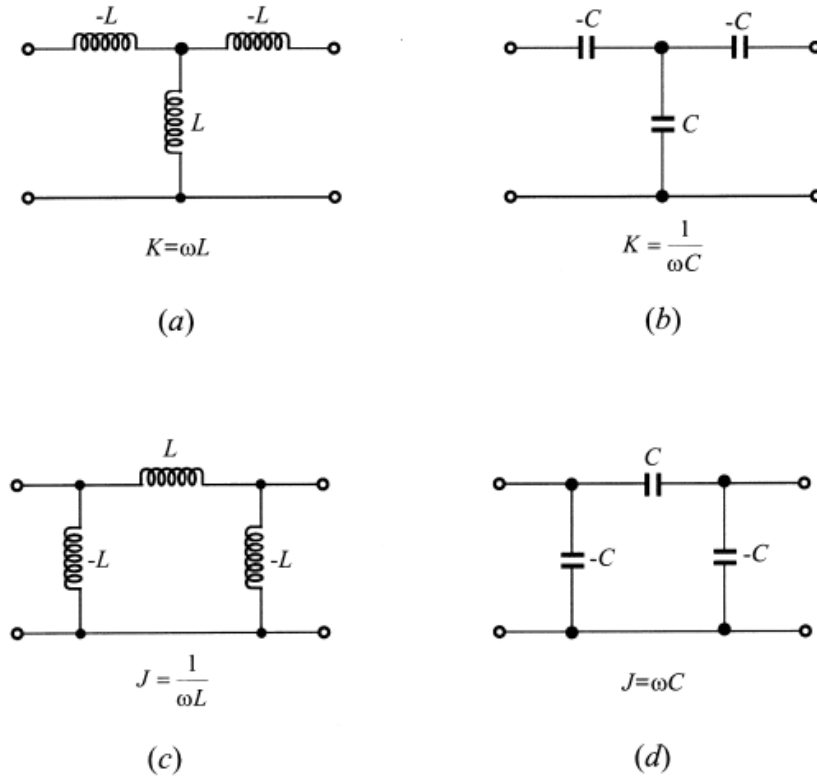


Figura B.7: Inversores de imitância práticos, com elementos discretos.

Na figura anterior, (a) e (b) representam inversores de impedância, e (c) e (d) representam inversores de admitância. Os elementos negativos são absorvidos por elementos adjacentes, isto é, é somado o seu valor com o valor de outros componentes iguais e adjacentes ao circuito, resultando no fim em elementos com valor positivo [56]. O facto de haver duas realizações práticas para cada tipo de inversão, confere uma maior versatilidade na escolha dos valores para uma aplicação prática.

B.4 Microstrip

Microstrip é uma tecnologia de realização prática de linhas de transmissão. É composto por uma linha condutora (*Microstrip line*) de largura W e de espessura t colocada em cima de um substrato com

determinada constante dielétrica ε_r e de espessura h . No fundo do substrato é colocado um plano de massa [55].

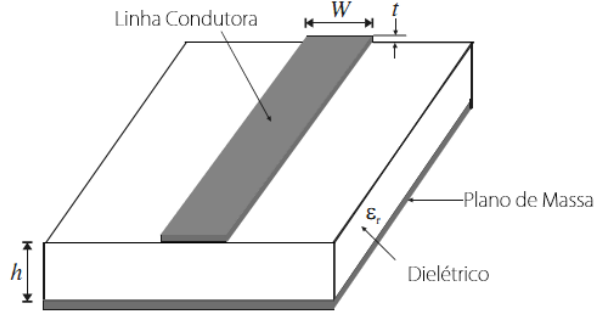


Figura B.8: Microstrip line

Assim sendo, interessa saber como é possível controlar a impedância característica de uma linha em Microstrip.

$$\varepsilon_{re} = \frac{C_d}{C_a} \quad (\text{B.20})$$

$$Z_c = \frac{1}{c\sqrt{C_a C_d}} \quad (\text{B.21})$$

onde C_d é a capacidade por unidade de comprimento para o dielétrico usado, C_a a capacidade por unidade de comprimento se o mesmo dielétrico for o ar e c a velocidade de propagação das ondas electromagnéticas no vazio. Das equações (B.20) e (B.21) pode-se confirmar que a impedância característica vai depender da constante dielétrica relativa do substrato. Considerando que o substrato é constante ao longo da linha, é possível fazer variar a impedância característica através da variação da largura da linha. Em [57] é apresentado um método que permite calcular a impedância Z_c de linha através do dimensionamento da sua largura W :

$$\begin{cases} W/h \leq 1 & \begin{cases} \varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \left\{ \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right\} \\ Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{re}}} \cdot \ln \left(\frac{8h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right) \end{cases} \\ W/h \geq 1 & \begin{cases} \varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-0.5} \\ Z_c = \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \left\{ \frac{W}{h} + 1.393 + 0.677 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \end{cases} \end{cases} \quad (\text{B.22})$$

O primeiro caso dedica-se a linhas extremamente finas e o segundo caso a linhas normais. ε_r é permissividade efectiva do dielétrico usado e $\eta = 120\Omega$. Tipicamente começa-se por definir o dielétrico a usar, fixa-se h e basta então calcular W que garante nessas condições a impedância característica necessária. Assim, é simples de verificar na equação (B.22) que quanto maior for a largura da linha, menor vai ser a sua impedância característica. A figura seguinte [57] apresenta a variação da impedância característica que se pode ter, para um determinado dielétrico em função de W/h :

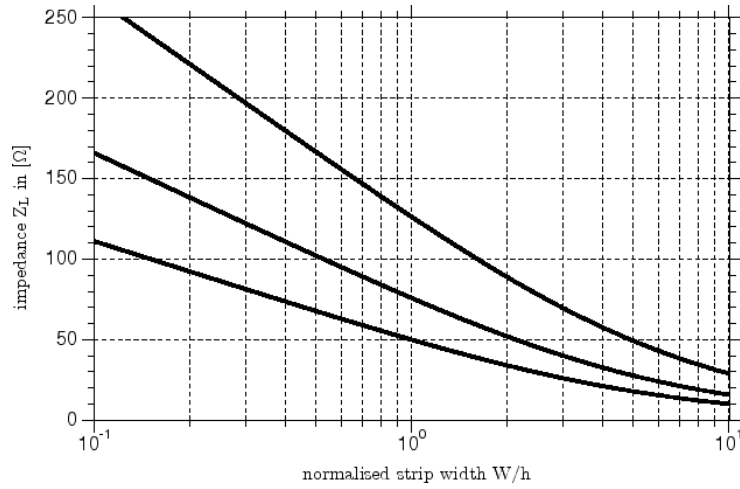


Figura B.9: Impedância característica calculado pela aproximação anterior, para $\varepsilon_r = 1, 3.78$ e 9.5

Verifica-se que há restrições na impedância máxima e mínima admissíveis para cada substrato considerado. Esse aspecto deve ser tido em conta na realização de um circuito em *Microstrip*.

Convém ainda saber como calcular o comprimento de linha efectiva em Microstrip que se deve usar em determinada situação. Sabendo que a velocidade de propagação num determinado material pode ser dada por

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon \cdot \mu}} \quad (\text{B.23})$$

Então neste caso o comprimento de onda efectivo na linha de transmissão passa a ser dado em função do comprimento de onda no vazio e do dieléctrico usado.

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \quad (\text{B.24})$$

B.4.1 Substrato e Condutor Usados

O substrato e condutor usados nesta tese para implementações em *Microstrip* apresentam as seguintes características:

Substrato			Condutor	
Constante Dieléctrica (ε_r)	Espessura(h)	Tangente de perdas	Espessura(t)	Resistividade (Rho)
9.8	1.19 mm	0.0035	0.035 mm	0.763 (rel. ao ouro)

Tabela 12: Características do substrato e condutor usados

B.5 Factor de Qualidade

Quando se fala em factor de qualidade de um circuito ressonante, como um filtro, refere-se indirectamente ao factor de qualidade dos elementos que constituem esse circuito ressonante. A noção de factor de

qualidade está relacionado com a maior ou menor presença de um elemento de perdas num determinado dispositivo supostamente reactivo, como um condensador ou bobine. Estes elementos reactivos na prática apresentam sempre perdas (elementos resistivos que provocam a dissipação de potência) e, por essa razão, vão ter um factor de qualidade finito. Num filtro, as perdas tendem a diminuir a atenuação máxima possível na banda de rejeição e a aumentar a atenuação dentro de banda, resultando por fim numa impossibilidade de obtenção de filtros com bandas de passagem muito estreitas[17].

O *Unloaded Quality Factor* mede então a presença do elemento de perdas num elemento ressonante para a frequência medida ω . Numa indutância o factor de qualidade é dado por:

$$Q_u = \frac{\omega L}{R} \quad (\text{B.25})$$

e num condensador:

$$Q_u = \frac{\omega C}{G} \quad (\text{B.26})$$

O facto de estes elementos apresentarem propriedades de dissipação implica portanto uma redução do factor de qualidade efectivo do filtro constituído por esses elemento - *Loaded Quality Factor*:

$$Q_L = \frac{f_o}{\Delta f} \quad (\text{B.27})$$

Experiências em [17] provam que bons filtros passa-banda devem ter

$$Q_u > 20 * Q_L \quad (\text{B.28})$$

Por fim, é conveniente referir que devido ao limitado factor de qualidade da tecnologia, a realização de filtros de ordem elevada poderá causar um excessivo aumento das perdas do sistema.

B.6 Atraso de Grupo

O atraso de grupo determina o tempo requerido por um sinal para passar através de um circuito[58]. Considere $H(s)$ a função de transferência de um determinado sistema, seja por exemplo um filtro. Assim, a fase de transmissão será definida por:

$$\phi = \arg(H(s)) \quad (\text{B.29})$$

O atraso de fase provocado pelo sistema, para uma determinada frequência ω é dada por:

$$t_f(\omega) = \frac{\phi}{\omega} \quad (\text{B.30})$$

O atraso de grupo provocado pelo sistema será então:

$$t_g(\omega) = \frac{d\phi}{d\omega} \quad (\text{B.31})$$

A equação anterior, diz que o atraso de grupo representa a taxa de mudança da fase com a frequência. A análise do atraso de grupo é muito importante em filtragens analógicas já que estas podem provocar a

alteração da forma de onda do sinal de entrada. Nesses casos, será conveniente ter-se um atraso de grupo constante ao longo da banda de passagem do filtro. Só dessa forma se poderá dizer que o sistema aplica o mesmo atraso de fase a todas as frequências contempladas na largura de banda do filtro.

Um filtro tem de responder de forma diferente para diferentes frequências[59], sendo que deve bloquear as frequências da banda de rejeição, e deixar passar as frequências dentro da banda de passagem. Quanto mais rápida for a transição entre a rejeição e a passagem maior será a variação do atraso de grupo para as frequências associadas a essas transições. Pode-se dizer assim, que a maior variação do atraso de grupo é proporcional à selectividade do filtro.

B.7 Parâmetros S

[44]São parâmetros muito úteis em análises de sistemas de alta frequência.

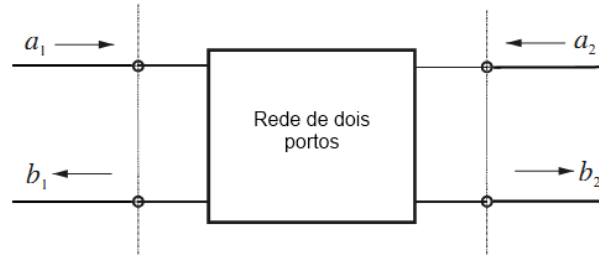


Figura B.10: Scattering Parameters

Consideram a incidência e a reflexão de ondas de transmissão para caracterizar um sistema com n portas.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{B.32})$$

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} & S_{12} &= \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \\ S_{21} &= \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} & S_{22} &= \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \end{aligned} \quad (\text{B.33})$$

onde a_1 e a_2 serão respectivamente as ondas incidentes nos portos 1 e 2, enquanto b_1 e b_2 as ondas reflectidas nos portos referidos. Observando as equações em B.33, verifica-se que S_{11} e S_{22} representam os coeficientes de reflexão nos portos 1 e 2, respectivamente, e S_{12} e S_{21} representam os coeficientes de transmissão. Em dispositivos bidireccionais ou recíprocos, como por exemplo filtros, tem-se:

$$\{S_{11} = S_{22}\} \wedge \{S_{12} = S_{21}\} \quad (\text{B.34})$$

B.8 Procedimentos de Optimização em Simulador

Os simuladores de microondas actuais contém algoritmos de optimização automática que podem ser muito úteis em sintonizações de circuitos com muitas variáveis. Existem diferentes métodos de optimização, como o método do ponteiro, método genético, método aleatório, etc. Seja qual for o método escolhido, o processo de sintonização deve ser acompanhado pelo utilizador, devendo este alterar os parâmetros de optimização no decorrer desta. Só assim será possível orientar o *optimizer* para que convirja para a solução esperada.

A melhor convergência do método depende da complexidade do sistema a optimizar. No entanto é sempre é conveniente submeter para optimização as variáveis do sistema de forma faseada, como por exemplo

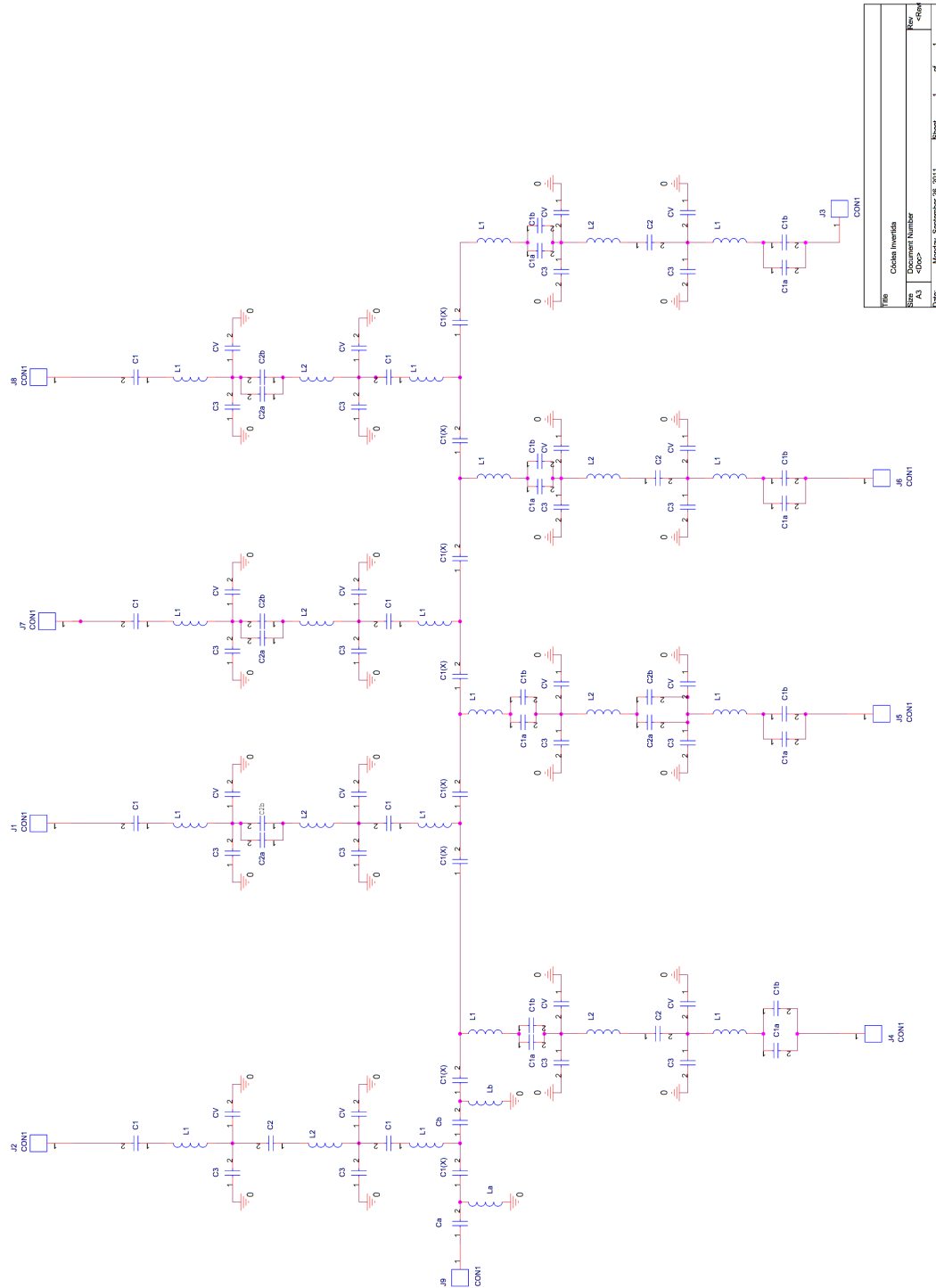
5 variáveis de cada vez. No que diz respeito à otimização dos multiplexers ou filtros realizados com tecnologia planar sugere-se o seguinte procedimento de otimização:

1. Submeter para otimização apenas as impedâncias das linhas e esperar pela convergência.
2. Submeter para otimização apenas as comprimentos das linhas e esperar pela convergência.
3. Submeter para otimização todas as variáveis.

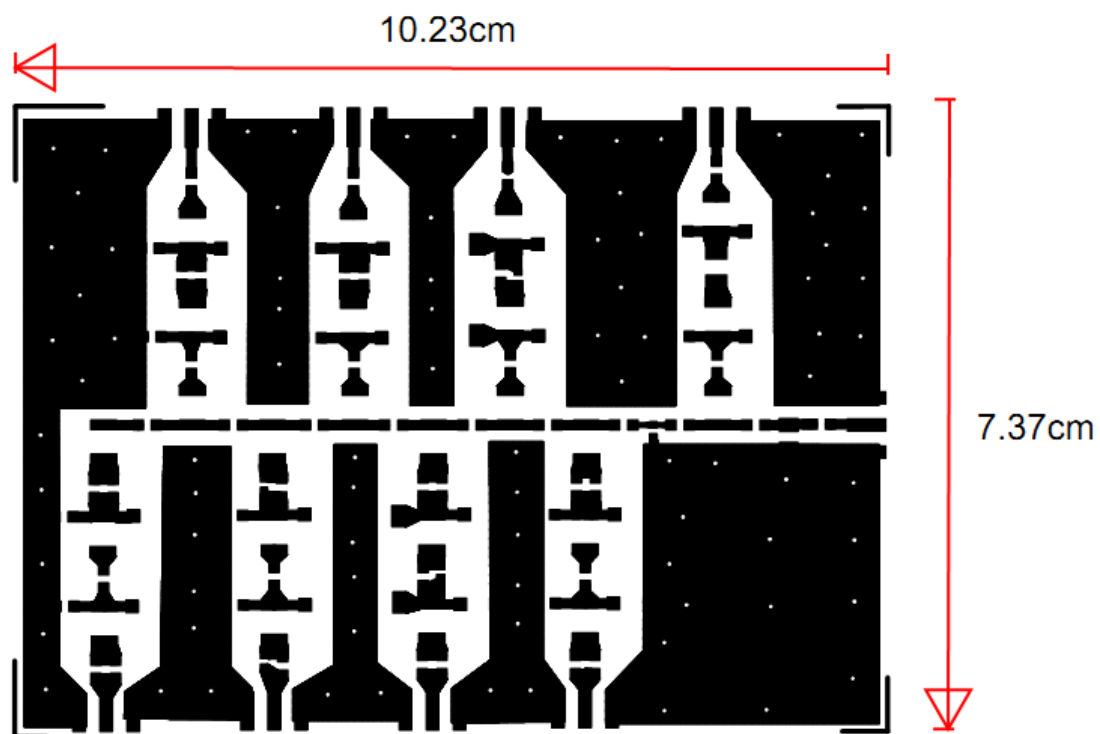
Além dos procedimentos anteriores, é de boa prática considerar um confinamento dos valores possíveis para cada variável, com base numa previsão teórica dos valores que estes irão assumir. Além disso, nos casos dos multiplexers com muitos canais, pode ser vantajoso otimizar canal a canal avulso. Em determinados casos pode também ser conveniente dedicar mais tempo de otimização a canais ou pontos do sistema mais susceptíveis a falhas.

C Outros Anexos

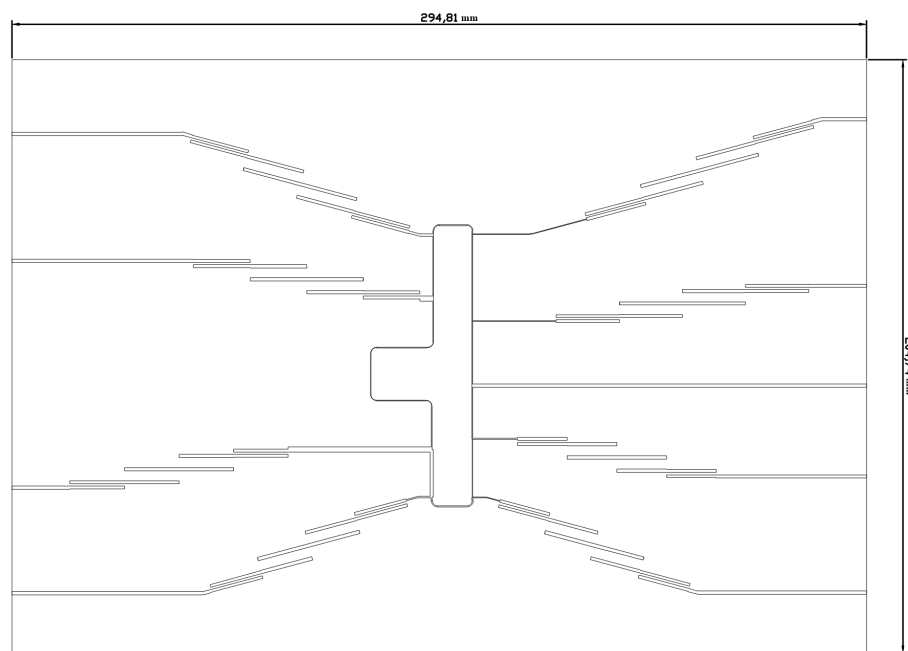
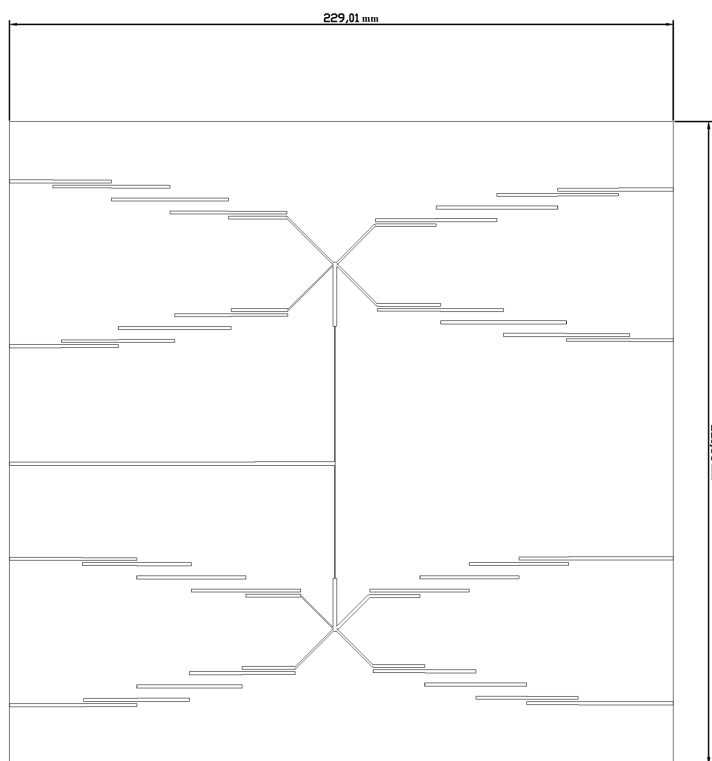
C.1 Esquema Discreto da Cóclea Invertida



C.2 Esquema da Placa Impressa para a Cóclea Invertida



C.3 Esquemas do Star Junction e Ring-Manifold Multiplexer



Referências

- [1] J. Mitola, “The software radio architecture,” *IEEE communications magazine*, vol. 33, mai 1995.
- [2] “Usrcp (ethernet software radio systems) is a product of ettus research.”
- [3] J. Mitola, “Cognitive radio for flexible mobile multimedia communications,” *Mobile Multimedia Communications, 1999. (MoMuC '99) 1999 IEEE International Workshop on*, pp. 3–10, 1999.
- [4] G. Editorial, “Cognitive radio: Theory and application,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 26, pp. 1–4, jan 2008.
- [5] G. Editorial, “Globalization of software radio,” *Communications Magazine, IEEE*, vol. 37, pp. 82–83, feb 1999.
- [6] R. Cowen-Hirsch, “Software radio: Evolution or revolution in spectrum management,” *MILCOM 2000. 21st Century Military Communications Conference Proceedings*, 2000.
- [7] F. . A. Report, “Director, operational test and evaluation.” 2003.
- [8] D. B. E. Jonsson, “A survey of a/d-converter performance evaluation,” tech. rep., ADMS Design, AB Sweden, 2008.
- [9] J. H. Reed, *Software Radio: A modern aproach to radio engineering*. 2002.
- [10] R. H. Walden, “Performance trends for analog-to-digital converters,” *Communications Magazine, IEEE*, vol. 17, pp. 539–550, feb 1999.
- [11] J. Halámek, I. Viscor, and M. Kasal, “Dynamic range and acquisition system,” *Measurement Science Review*, vol. 1, no. 1, 2001.
- [12] B. Brannon, “Wideband radios need wide dynamic range converters,” *Analog Dialogue*, vol. 29, no. 2, 1996.
- [13] B. Brannon and A. Barlow, “Aperture uncertainty and adc system performance,” tech. rep., Analog Devices - Application Note, 2006.
- [14] J. A. Wepman, “Analog-to-digital converters and their applications in radio receivers,” *IEEE Cumminicdtions Magazine*, pp. 39–45, mai 1995.
- [15] D. F. Albuquerque, J. N. Vieira, N. B. Carvalho, and J. R. Pereira, “Analog filter bank for cochlear radio,” *Wireless Technology Conference (EuWIT)*, 2010.
- [16] A. Papoulis, “Generalized sampling expansion,” *IEEE Transactions on Circuits ans Systems*, vol. 24, nov 1977.
- [17] A. I. Zverev, *Handbook of Filter Synthesis*. 1967.
- [18] A. Gopinath, “Maximum q-factor of microstrip resonators,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 29, pp. 128–131, feb 1981.
- [19] J. L. Brown, “Generalized sampling and the perfect reconstruction problem for maximally decimated filter banks,” *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1989.
- [20] J. L. Brown, “Multi-channel sampling of low-pass signals,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 28, feb 1981.
- [21] R. E. Crochiere and L. R. Rabiner, “Interpolation and decimation of digital signals - a tuturial review,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 69, mar 1981.

- [22] A. Petraglia and S. K. Mitra, "High-speed a/d conversion incorporating a qmf bank," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 41, jun 1992.
- [23] "Lmf100 - high performance dual switched capacitor filter by national semiconductor," tech. rep., 1999.
- [24] S. R. Velazquez, T. Q. Nguyen, S. R. Broadstone, and J. K. Roberge, "A hybrid filter bank approach to analog-to-digital conversion," *IEEE article*, 1994.
- [25] S. R. Velazquez, T. Q. Nguyen, and S. R. Broadstone, "Design of hybrid filter banks for analog/digital conversion," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 46, apr 1998.
- [26] M. Vetterli, "A theory of multirate filter banks," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 35, mar 1987.
- [27] C. R. Galand and H. J. Nussbaumer, "Quadrature mirror filters with perfect reconstruction and reduced computational complexity," *Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP*, vol. 10, 1985.
- [28] H.-S. A/D and D. converters using Hybrid Filter Banks, "Omid oliaei," *IEEE article*, 1998.
- [29] P. Löwenborg, H. Johansson, and L. Wanhammar, "Two-channel digital and hybrid analog/digital multirate filter banks with very low-complexity analysis or synthesis filter," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 50, jul 2003.
- [30] S. Soldado, J. Vieira, D. Albuquerque, and A. Vieira, "Controlling the reconstruction error in hybrid filter banks," 2011.
- [31] D. Asemani and J. Oksman, "Influences of oversampling and analog imperfections on hybrid filter bank a/d converters," *49th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems*, mar 2006.
- [32] D. Asemani, J. Oksman, and P. Duhamel, "Subband architecture for hybrid filter bank a/d converters," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, apr 2008.
- [33] C. Lelandais-Perrault, D. Poulton, and J. Oksman, "Band-pass hybrid filter bank a/d converters with software-controlled bandwidth and resolution," *Proceedings of the 2005 European Conference on Circuit Theory and Design. IEEE*, pp. 51–54, 2005.
- [34] I. AWR Applied Wave Research, "Microwave office/analog office 2004 user guide," 2004.
- [35] "Advanced design system (ads) by agilent technologies,"
- [36] "Matlab is a product of mathworks,"
- [37] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour, *Microwave filters for communication systems: Fundamentals, Design and Applications*. 2007.
- [38] C. Rauscher, S. W. Kirchoefer, J. M. Pond, A. C. Guyette, and D. R. Jachowski, "A compact ridge-waveguide contiguous-channel frequency multiplexer," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, mar 2009.
- [39] S. B. Cohn and F. S. Coale, "Directional channel-separation filters," *IRE Convention Record Part 5*., 1956.
- [40] H. Lobato-Morales, A. Corona-Chávez, and J. Rodríguez-Asomoza, "Novel channelization multiplexer using metamaterial filters," *Wireless and Microwave Technology Conference*, 2009.

- [41] D. Zayniyev and D. Budimir, "Microstrip three-port 4-channel multiplexers using dual-band bandpass filters for wireless applications," *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE*, 2008.
- [42] D. Zayniyev, D. Budimir, and G. Zouganelis, "Microstrip filters and diplexers for wimax applications," *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE*, 2007.
- [43] M. Zewani and I. C. Hunter, "Design of ring-manifold microwave multiplexes," *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, 2006.
- [44] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. 1998.
- [45] C. J. Galbraith, R. D. White, L. Cheng, K. Grosh, and G. M. Rebeiz, "Cochlea-based rf channelizing filters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems - I*, vol. 55, mai 2008.
- [46] Y.-C. Ou and G. Rebeiz, "A 20-90mhz 26-channel cochlear-based channelizer," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, jul 2010.
- [47] "Smd inductors(coils) for high frequency(multilayer) - mlg series datasheet by tdk," tech. rep., 2010.
- [48] "Chip inductor (chip coil) for high frequency multilayer type datasheet by murata," tech. rep.
- [49] "Midi spring air core inductors datasheet - by coilcraft," tech. rep., 2010.
- [50] "Thin-film rf/microwave capacitors by avx rf," tech. rep.
- [51] S. B. Cohn, "Direct-coupled-resonator filters," *Proceedings of the IRE*, vol. 45, pp. 187–196, 1957.
- [52] S. T. W. Bian and L. Chang-Hong, "The desining and tuning methods of tubular filter," *IEEE article*, 2005.
- [53] P. B. Kenington, "Power consumption of a/d converters for software radio applications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, pp. 643–650, mar 2000.
- [54] T. O. e Silva, *Apontamentos de Processamento Digital de Sinal*. 2006.
- [55] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. Wiley-Interscience, 2001.
- [56] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. 1980.
- [57] E. O. Hammerstard, "Equations for microstrip circuit design," *Proceedings of the European Microwave Conference, Hamburg, Germany*, 1975.
- [58] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance Matching Networks*. McGraw-Hill, 1964.
- [59] A. R. Labs, "Group delay: Explanations and applications," *www.radiolab.com.au*, nov 1999.